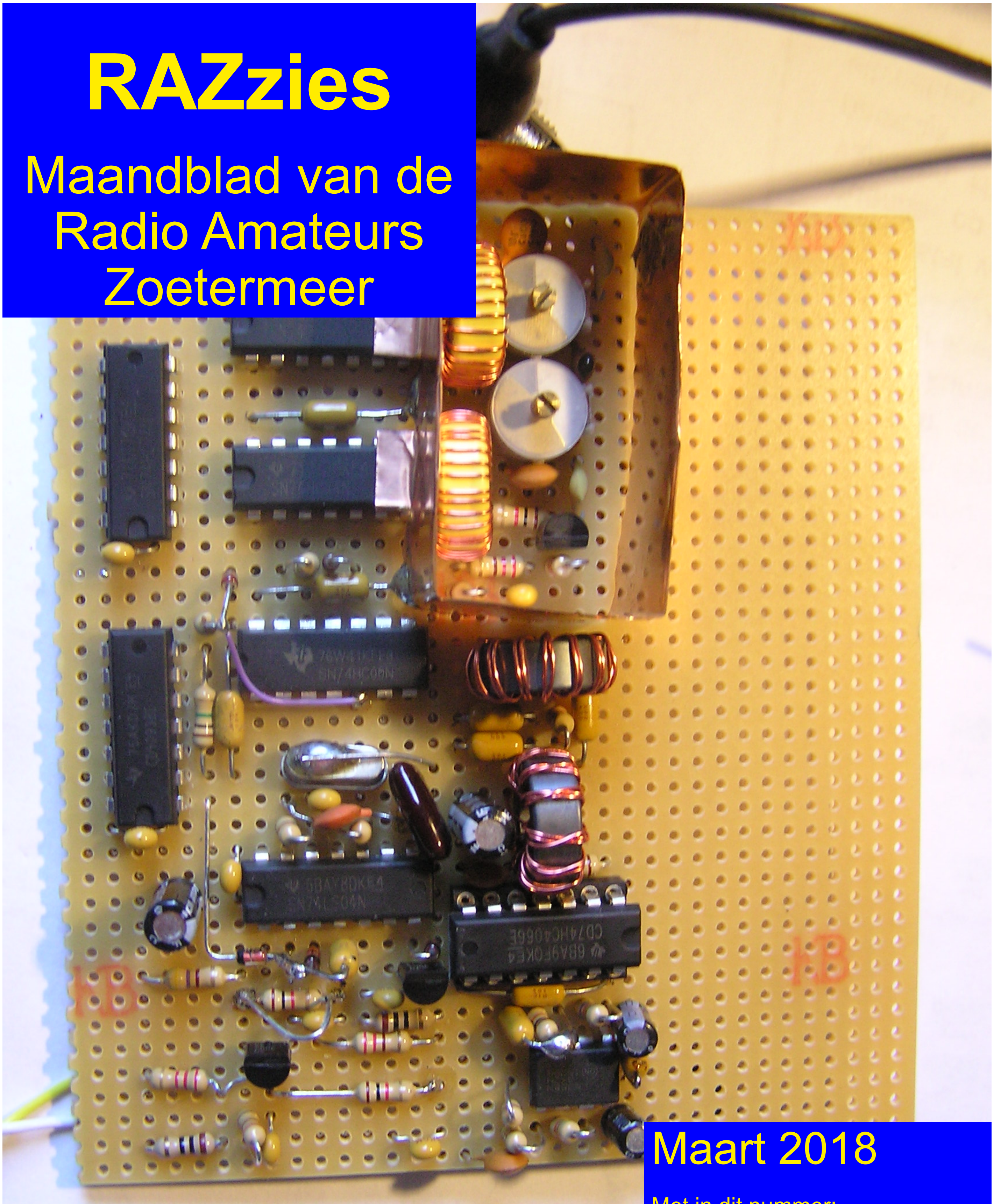
RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Maart 2018

Met in dit nummer:

- SoftSamba experiment (B)
- Opa Vonk: Wanneer een balun
- De uBitx
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

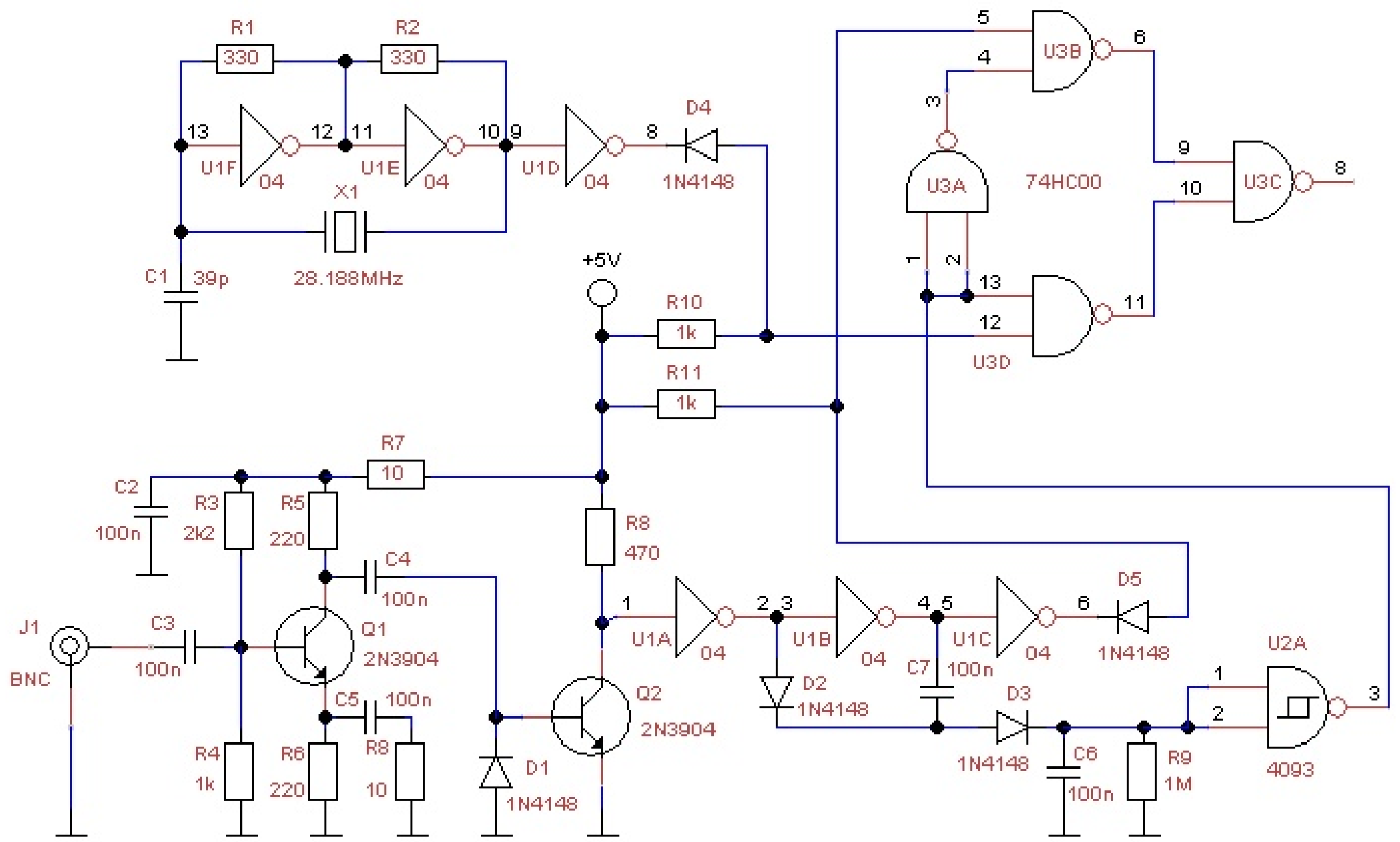
Deze maand een tweetal wat grotere artikelen over allereerst een experiment van mijzelf met de bouw van een SoftSamba en daarnaast een beschrijving van de door-evaluatie van de Minima: de uBitx. In de maak is een artikel over de QCX, een heel veelzijdig transceivertje dat je voor ongeveer €50 als kit kunt kopen. Toen ik dat ontwerp aan het bouwen was, heb ik kort voordat ik er de laatste hand aan legde, de website nog een keer bezocht. En wat bleek: er waren inmiddels een aantal nieuwe firmware releases geweest voor de transceiver, en er waren ook een paar hardware modificates omdat de set bij een aantal bouwers vaak niet opstartte, maar ook een instabiliteitsprobleem had bij zenden. Dat deed me denken aan ons forum, waar onze technische staf min of meer het verwijt kreeg dat de onweerdetector waar we met hart en ziel aan gewerkt hebben, in het veld uitontwikkeld werd. En dat, als het een commercieel produkt was geweest, men het geld teruggeëist zou hebben. Ziehier, ik koop een commercieel produkt (QRP-Labs is gewoon een webwinkel) en ook hier worden nog hard- en software-modificaties uitgebracht. Ook al is het een commercieel bedrijf. Misschien is het goed om dat eens in het achterhoofd te bouden. Er is heel veel werk aan besteed, en nog steed, om een goed product neer te zetten. En we doen er alles aan om problemen op te lossen. Maar het blijft amateurwerk.

Het SoftSamba experiment

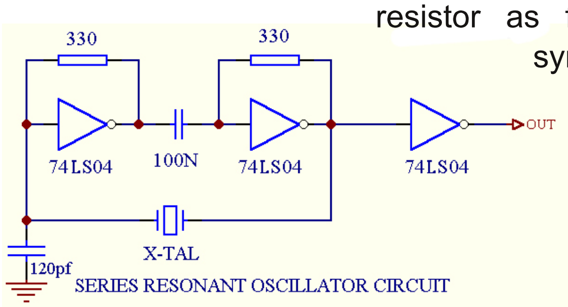
Misschien kunnen jullie je de simpele SDR ontvanger nog herinneren die ik beschreef in de RAZzies van maart 2017, de SoftSamba. Omdat ik een beetje wilde experimenteren met zo'n ontvangertje, besloot ik het ontwerp na te bouwen. Dat ging een stuk minder makkelijk dan gedacht. Om te beginnen wilde ik de klokfrequentie aan kunnen passen. Het idee was om als er geen externe VFO aangeboden wordt, de klok door een kristaloscillator te laten verzorgen, en als er een externe VFO aangeboden wordt, moet de klok automatisch omschakelen van de kristaloscillator naar de externe VFO. De uitwerking zie je op de volgende bladzijde.

The SoftSamba Experiment

Maybe you remember the simple SDR receiver that I described in the March 2017 issue of the RAZzies, the SoftSamba. Because I wanted to experiment with such a type of receiver, I decided to build the design as it was described in the RAZzies. That was far more difficult than I expected. As a start I wanted to be able to adjust the clock frequency. The idea whas, that when there is no external VFO signal present, the clock would be provided by a built-in crystal oscillator, and if an external VFO signal is present, the receiver clock should automatically switch to the external VFO. The way I realized this can be seen from the schematic diagram on the next page.



In het originele ontwerp werd uitgegaan van een kristaloscillator van 28,322MHz. Dat geeft na deling door 4 een centrale frequentie van 7080,5kHz. Leuk voor leuteraars, maar niet voor mij. Ik wilde juist het CW gedeelte erin hebben. Nou had Brian AF4K in zijn webshop een kristal van 28,188MHz, en dat levert een centrale frequentie van 7047kHz. Met een sampling frequentie van 96kHz (waarover mijn laptop uiteindelijk niet bleek te beschikken) levert dat een ontvangstbereik van 6999-7095kHz op en dat bestrijkt de hele 40m CW band. Voor de kristaloscillator had ik een simpel ontwerpje gepresenteerd met een paar 74LS04 poortjes. Waar ik vervolgens achter kwam, is dat dit een van de ergste soort oscillatoren is om betrouw-baar aan de gang te krijgen. Feitelijk zijn het twee oscillatoren (namelijk een LS04 poort met een weerstand eroverheen) die door het kristal min of meer op frequentie gehouden moeten worden. Dat ging niet. Vandaar dat in het complete schema de oscillator iets anders opgebouwd is. Oscilleren doet-ie wel, maar



The original design was based on a crystal oscillator (can) with a frequency of 28.322MHz. After deviding by 4, this results in a center frequency of 7080.5kHz. Nice for SSB enthusiasts, but not for me. I wanted to cover the CW part of the band. Luckily Brian AF4K has a crystal of 28.188MHz in his webshop, and that results in a center frequency of 7047kHz. With a sampling frequency of 96kHz (which the soundcard of my laptop eventually did not support) that results in a receiving range of 6999-7095kHz and that covers the entire 40m CW band. In the previous article I suggested to use a simple oscillator based on a couple of 74LS04 ports. What I then found out, is that this type of oscillator is one of the worst to get reliably running. In fact there are two free running oscillators (each LS04 port with a resistor as feed back) more or less synchronised by the quartz crystal. That did not work. And that's why the oscillator has been altered a bit in the full schematic. It oscillates allright, but the load of the crystal is

het kristal wordt kennelijk zo zwaar belast in de schakeling, dat de frequentie zakte tot 28,126MHz. En omdat de frequentie zo ver buiten de specificaties is, is de oscillator ook niet erg stabiel: hij loopt in het begin nogal weg. Als ik het nog een keer zou bouwen, nam ik een transistor als oscillator en gebruikte ik de LS04 poorten om er een TTL signaal van te maken.

Laten we eens naar de schakeling kijken. Als er geen extern VFO signaal aangeboden wordt, is Q2 dicht en staat er via R8 een logische 1 op de ingang van de eerste LS04. De uitgang daarvan is dan 0, en daarom is ook de ingang van Schmitt-trigger poort U2A nul. Omdat dat een inverterende poort is, is de uitgang daarvan 1, en daardoor verschijnt het uitgangssignaal van de kristaloscillator op de uitgang van U3D. U3A inverteert weer het signaal van U2A, en dat wordt weer een nul. Dat maakt de uitgang van U3B een 1 en het resultaat is dat op de uitgang van U3C de kristalfrequentie staat.

Sluiten we een extern VFO signaal aan, dan wordt dat eerst versterkt door Q1. Die stuurt Q2 aan, en die maakt er een blokgolf van, als het signaal dat al niet was. Nu gaat de trein U1A, U1B en U1C klapperen, en de componenten rond D2, D3, C6 en C7 zorgen voor spanningsverdubbeling omdat enkelfazige gelijkrichting niet werkte. C6 wordt nu opgeladen en dat drukt de uitgang van U2A naar 0. Daardoor komt de kristalfrequentie niet meer door U3D heen en diens uitgang wordt 1, pin 4 van U3B wordt nu 1 waardoor de uitgang van U4C doorgelaten wordt en de VFO frequentie aan de uitgang van U3C verschijnt. Automatische omschakeling dus.

Waarom die vreemde aansturing via D4 en D5? Nou, de IC's draaien op de grenzen van hun specificaties. Daarnaast worden CMOS en TTL poorten door elkaar gebruikt, en die hebben verschillende schakeldrempels. De toppen van de LS04 kwamen gewoon niet hoog genoeg om de CMOS logica goed aan te sturen. Dus hang ik de CMOS met een weerstand aan de plus, en trek dat met een diode naar beneden. En dan schakelt de CMOS wel betrouwbaar.

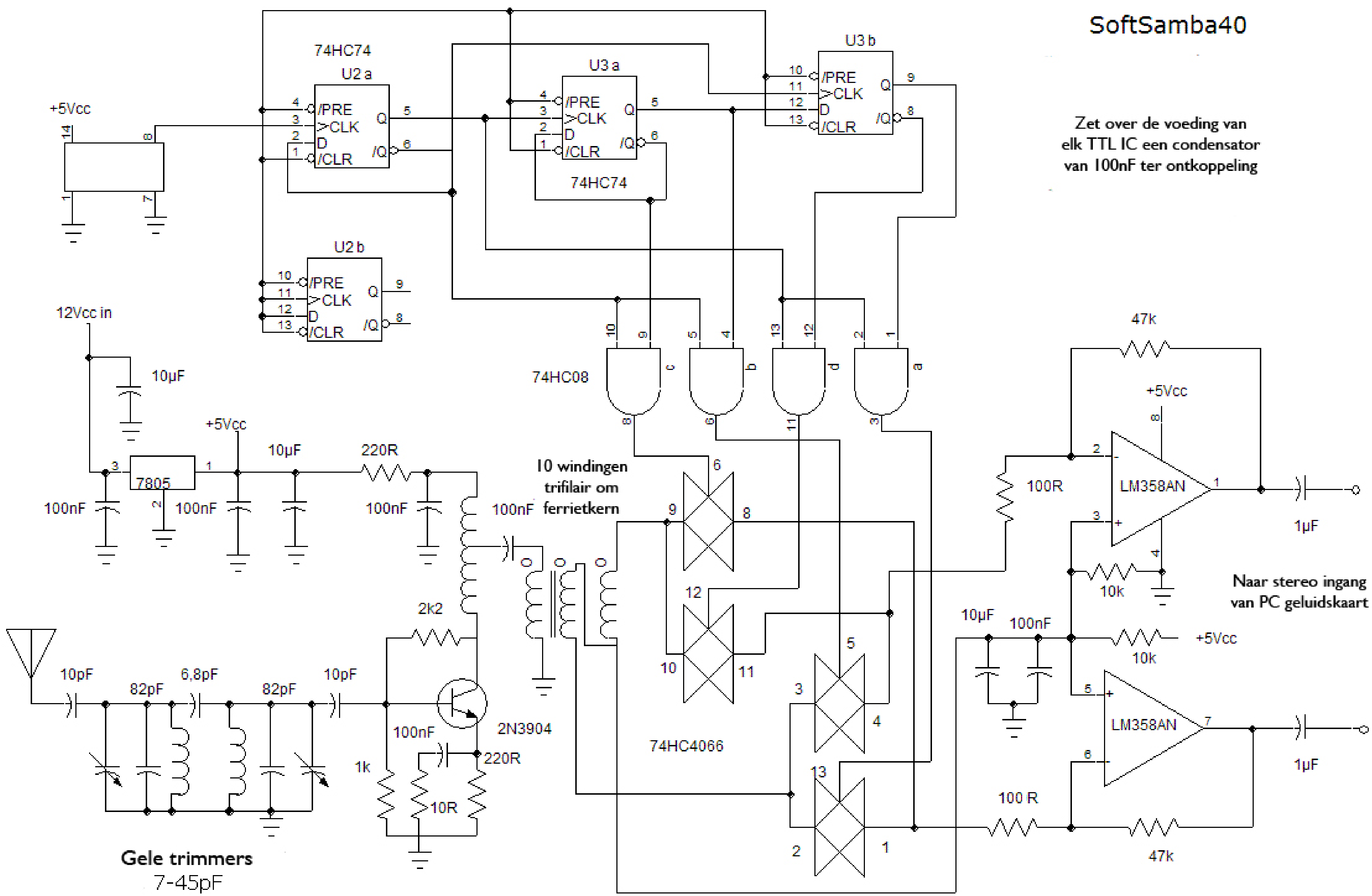
apparently very large which causes the frequency to drop to 28.126MHz. And because that frequency is way off the crystal specs, the oscillator is not very stable: it tends to drift when just poweren on. If I had to make it again, I would use a transistor as oscillator and use the LS04 ports to create a TTL signal.

Let's have a look at the schematic diagram. If no external VFO signal is applied, then Q2 is closed, and via R8 a logical 1 is presented to the input of the first LS04 port. Its output is then a 0, and that results in the input of Schmitt-trigger port U2A also being a 0. Because U2A is an inverting port, its output will be a 1, and that makes the output signal of the crystal oscillator appear at the output of U3D. U3A inverts the signal of U2A again, and that becomes a zero. That makes the output of U3B a 1 and the result is that the crystal oscillator frequency appears at the output of U3C.

If we connect an external VFO, that signal will at first be amplified by Q1. Its output drives Q2, and Q2 creates a square wave, if the input signal wasn't a square wave already. Now the inverter chain U1A, U1B and U1C is going to toggle, and the components D2, D3, C6 and C7 form a voltage doubler because single phase rectification did not work. C6 will be charged and that forces the output of port U2A to 0. That prevents the passing of the crystal frequency through U3D and its output becomes a 1, pin 4 of U3B will now be a 1 which causes the output of U4C to be passed and now the VFO frequency appears at the output of U3C. Hence, automatic switching between VFO and XTAL.

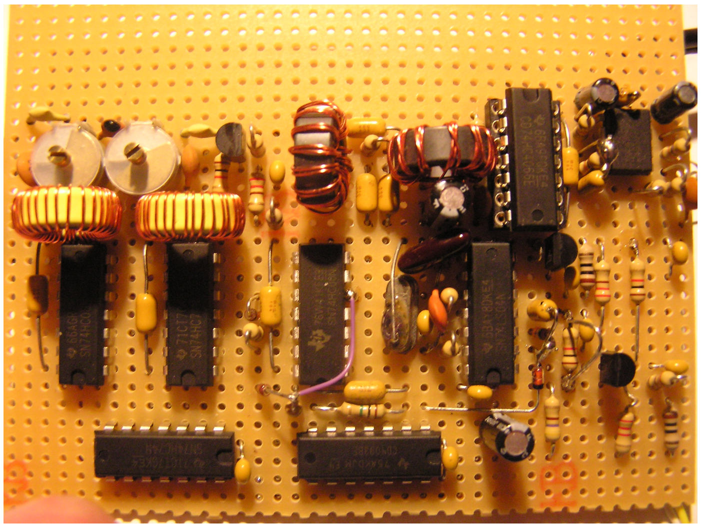
Why the weird driving through diodes D4 and D5? Well, the ICs are operated at the edges of their specification. Besides, CMOS and TTL ports are mixed, and those techniques have different switching levels. The peaks of the LS04 signals just were not high enough to reliably drive the CMOS logic. So I connected the CMOS ports with a resistor to the power supply, and draw that low with a diode. And that makes the CMOS logic switch reliably.

SoftSamba40

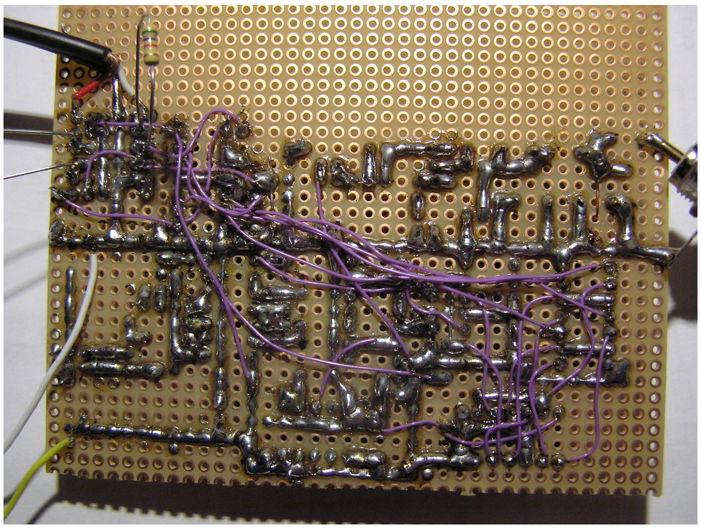


Zet over de voeding van
elk TTL IC een condensator
van 100nF ter ontkoppeling

Voor de volledigheid staat op de vorige bladzijde nog een keer het schema. De oscillator is dus vervangen door de hiervoor beschreven schakeling. En wat kan er verder dan nog fout gaan. Ik soldeerde de reeks IC's op een stuk Verobord, sloot de oscillator aan, knoopte de uitgang aan de soundcard van mijn laptop en startte SDRadio. Meetzender aan de ingang om te kijken wat er zou gebeuren, en dat was niet veel. Een berg palen op het spectrum display, maar in de verste verte niet iets dat op een herkenbaar signaal leek. Ja, bij 300mV input begon hij te krijsen. Het werkte niet. Althans, niet zoals bedoeld.



The circuit on a piece of Vero board

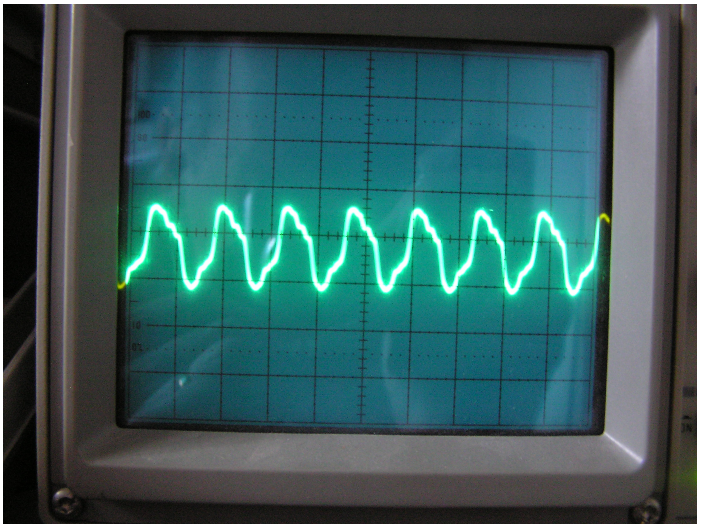


Plumbing things together makes replacing not easy...

To refresh your memory, the circuit diagram can be seen on the previous page once again. The canned oscillator has been replaced by the circuit as described above. What else can go wrong. I soldered the lot of ICs on a piece of Vero board, connected the oscillator, hooked up the output of the SDR to the sound card of my laptop and started SD-Radio. I connected the signal generator to the input to see what would happen, and that was not very much. A bunch of spikes on the spectrum display, but not by far something that looked like a useful signal. Yeah, at 300mV input it started squeeking. It did not work. At least, not as designed.

Bij het meten wat er aan de hand was, kwam ik er achter dat de uitgangen van de Opamps op 3,56V stonden. In de praktijk betekent dat, dat ze klem staan tegen de voeding. En ja, dan krijg je er geen signaal uit. Maar waarom? Op de pennen 3 en 5 zou netjes de halve voedingsspanning moeten staan, en diezelfde spanning wordt aangeboden op de ingang van de analoge schakelaars waardoor de uitgang de identieke spanning zou moeten voeren en het spanningsverschil aan de ingang van de Opamps nul zou moeten zijn. Dus waarom staan ze dan klem tegen de voeding? Ik verdacht mijn 74HC4066 ervan overleden te zijn, en besloot die te vervangen. Dat is geen leuke klus als je zoals ik je printen maakt door verbindingen aan elkaar te loodgieteren, en daarom zette ik er maar een voetje in zodat ik dat geen tweede keer zou hoeven doen. Helaas. Ook na het

While measuring what was going on, I found out that the outputs of the Opamps where at 3.56VDC. Practically, this means they are clamped against the power supply rail. And of course in that case there is no signal present at the output. But why? At pins 3 and 5 there should be half the power supply voltage, and the same voltage is applied to the inputs of the analog switches, which should also appear at the outputs and the difference at the Opamp inputs should be zero in that case. So why are they clamped to the power supply? I suspected the 74HC4066 to have entered the eternal noise fields, and decided to replace it. That is not an easy job if you make circuits the way I do, by plumbing things together, so I decided to place a socket at the 74HC4066 location. In that way I don't have to resolder the IC for a second time if necessary. Alas. Even after replacing the



The HF amplifier oscillating...

vervangen van de 74HC4066 bleven de Opamps tegen de voeding hangen. Wat ik nu wel kon testen, was de 74HC4066 uit zijn voetje halen. En dan stonden de Opamps netjes op de halve voedingsspanning. Het lag dus niet aan de Opamps.

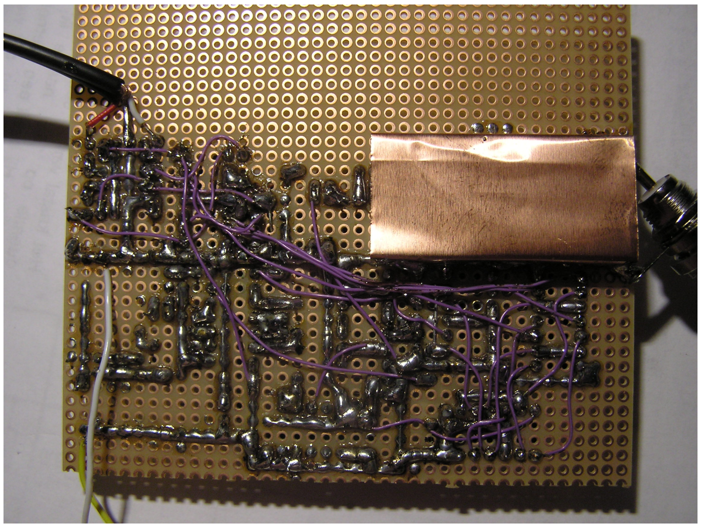
Bij vergelijking met het SoftRock schema bleek dat in dat schema 47nF condensatoren geplaatst waren aan de uitgangen van de analoge schakelaars. Vermoedelijk om de sommengproducten te onderdrukken, en het heeft misschien ook nog wel een positieve uitwerking op de DC instelling. Maar plaatsing van 2 47nF condensatoren loste het probleem ook niet op. Uiteindelijk verbond ik de scoop eens met de condensator die tussen de twee transformatoren zit, en toen werd het probleem duidelijk: de HF voorversterker stond te oscilleren! De signalen die daarmee op de analoge schakelaars terecht kwamen, waren dusdanig hard dat de Opamps vast gaan lopen. De versterking van de Opamps is immers ca. 470, namelijk de 47k terugkoppelweerstand gedeeld door de 100Ω ingangsweerstand. En dan is 5mV voldoende om de Opamp tegen de voeding te zetten. Een van de nadelen van onderdelen zo compact op elkaar zetten is dat terugkoppeling snel optreedt en dan heb je een oscillator. Gelukkig beschik ik over een voorraad koperfolie dus werd van koperfolie aan de boven- en onderzijde van de print een afscherming op de HF trap gezet. En toen was de versterker stil en bleven de Opamps netjes op de halve voedingsspanning staan.

Dus nu zou het dan toch eindelijk moeten werken. Meetzender weer aangesloten, SDRadio weer opgestart, en dan eens kijken of het signaal van de meetzender te zien is op het spectrum display en of alles nu werkt zoals het zou moeten. Dat was niet het geval...

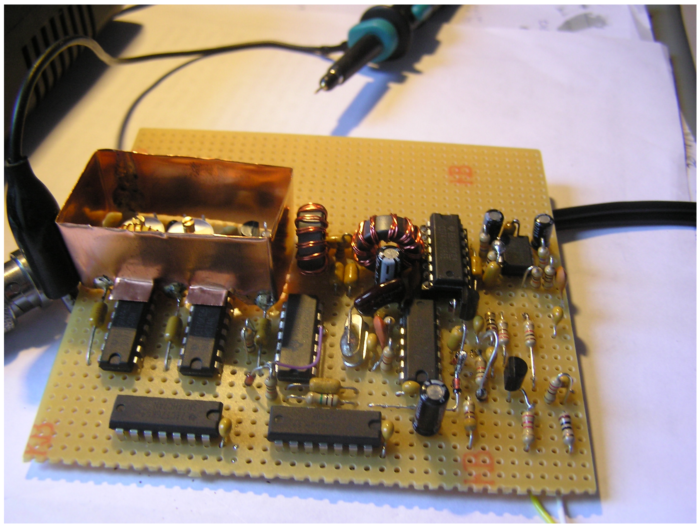
74HC4066, the output of the Opamps remained clamped against the power supply. What I could test now, is to remove the 74HC4066 from its socket. And in that case, the Opamps were exactly at half the power supply level. So the problem is not with the Opamps.

Comparing the circuit diagram of the SoftSamba with the SoftRock circuit diagram, I noticed that in the SoftRock diagram 47nF capacitors were connected from the analog switch outputs to ground. Probably to suppress the sum-mixing products, and maybe it also has a positive effect on the DC bias. But adding 2 47nF capacitors did not solve the problem. Finally I connected the oscilloscope to the capacitor that is located between the two transformers, and then the culprit was found: the HF pre-amp was oscillating! The signals that hence were present on the analog switches were of such a level that the Opamps were saturated. The gain of the Opamps is about 470, being the value of the 47k feedback resistor devided by the 100Ω input resistor. And with that kind of gain, 5mV is sufficient to drive the Opamp against the power supply level. One of the disadvantages of compact building is that feedback is easily created and may result in oscillation, as in this case. Fortunately, I have a stock of copper foil so I used that to create a shield around the HF amplifier on both sides of the Vero board. Now the HF amplifier was quiet and the Opamp outputs were at about half the power supply level.

So now it should finally work. I reconnected the signal generator, started the SDRadio software, and wanted to see if the signal generators signal was visible on the spectrum display and if everything was working as it should. That was not the case...



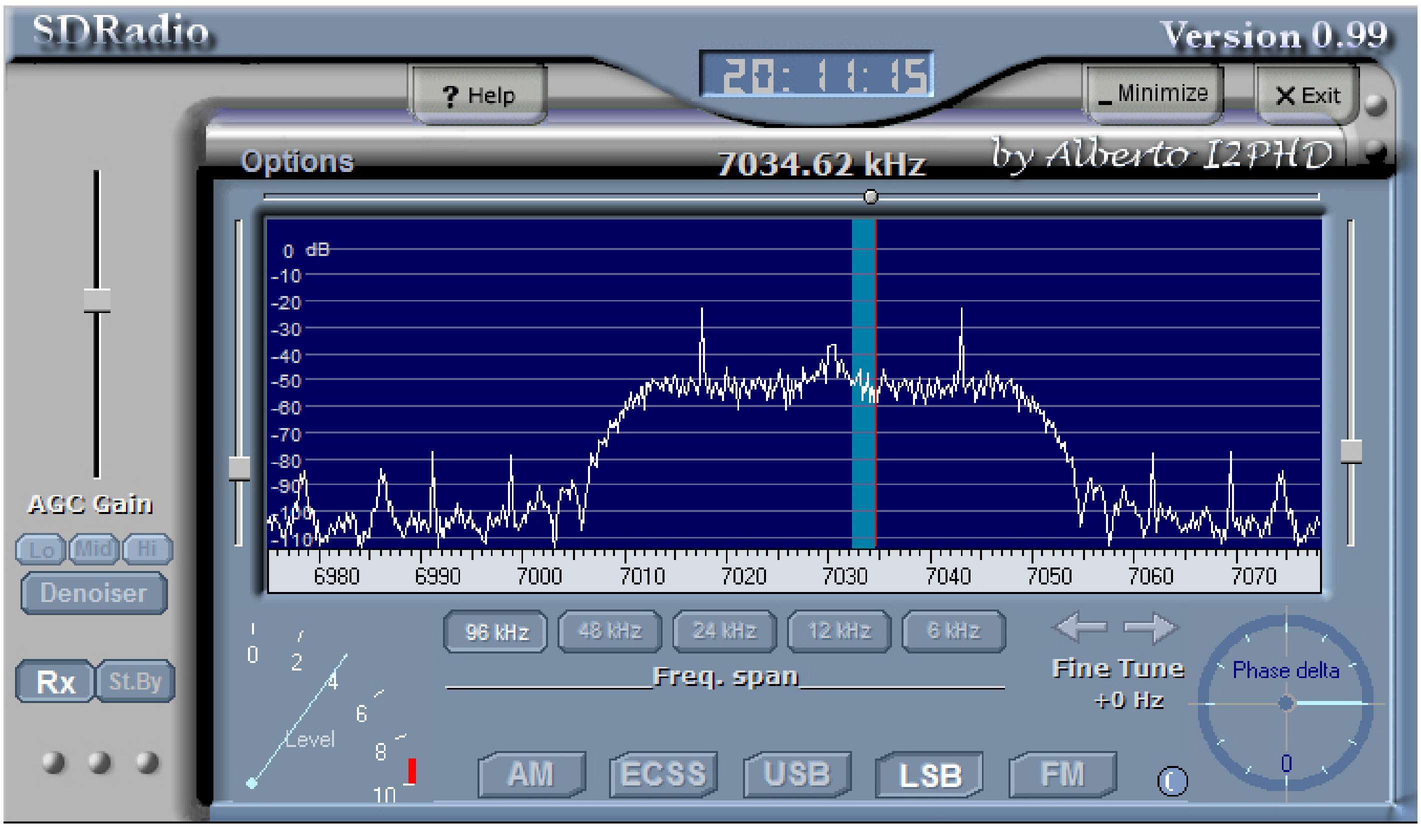
Bottom shield



Top shield

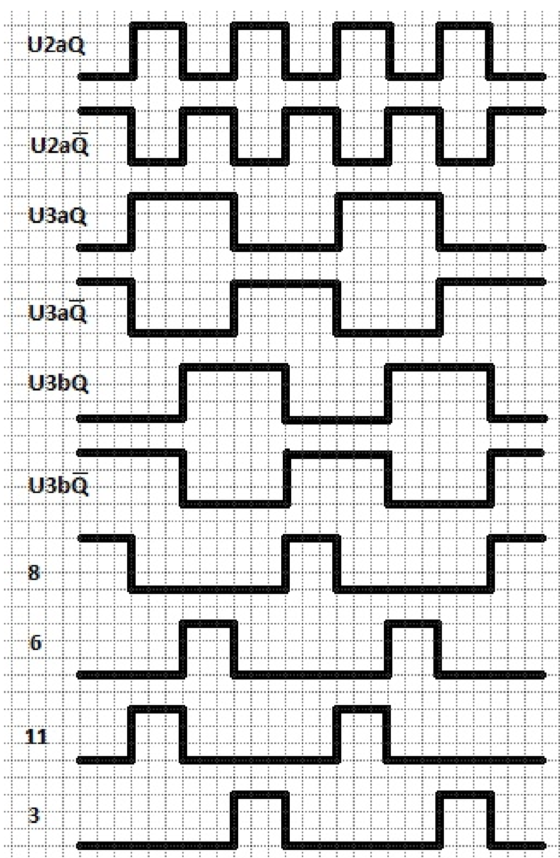
Zoals in onderstaande screendump te zien is, was het generatorsignaal zichtbaar aan beide kanten van de virtuele nul, en met het veranderen van de frequentie liepen de paaltjes of naar elkaar toe, of van elkaar af. Er is dus geen zijband onderdrukking, en de enige logische verklaring is dat de I en Q signalen niet kloppen. Ik twijfelde eerst nog aan de microfoon ingang van mijn laptop, maar deze stond echt als stereo lijningang gedefinieerd en dat zou moeten werken. Er restte niets anders dan de digitale signalen uit te tekenen om de fout te vinden.

As you can see from the picture below, the generator signal was visible at both sides of the virtual zero, and while changing the frequency, the peaks were either moving away or moving towards each other. So there is no sideband suppression, and the only logical explanation is that something is wrong with the I and Q signals. At first I suspected the microphone input of my laptop, but it was absolutely configured as stereo line input and that should work. The only thing I could do now is draw all logical signals in a diagram and figure out what goes wrong.



Om te begrijpen hoe het werkt, moet je weten hoe een D-flipflop werkt, want dat is wat een 74HC74 is, en daarvan worden er drie gebruikt om de basis voor het schakelen te leggen. Een D-flipflop heeft 4 ingangen en 2 uitgangen. De ingangen zijn een Preset, Clear, D en Clock, en de uitgangen heten Q en /Q. (Letterlijk: Q en Q-niet. Als Q 1 is, is /Q 0 en andersom. Die zijn dus altijd elkaars tegengestelde). Met de Preset kan je Q op een 1 forceren, en met Clear kan je Q op 0 forceren. De ingangen zijn voorzien van een rondje, wat wil zeggen dat het een inverterende ingang is. Om /PRE te laten werken, moet je deze dus nul maken, niet 1. Hetzelfde geldt voor de /CLR: die moet 0 gemaakt om deze te laten werken. Aangezien deze ingangen bij geen van de 74HC74 blokken gebruikt worden, zijn deze allen aan de voeding gelegd en dus logisch 1. Iets wat in het schema trouwens niet getekend is: de plus ontbreekt op alle doorverbonden ingangen.

Bij een transitie van 0 naar 1 op de CLK ingang neemt de Q uitgang op dat moment de waarde van de D ingang over en houdt deze daarna vast. Als je dus de /Q uitgang doorverbindt met de D ingang, dan wisselt Q bij elke transitie van 0 naar 1 op de CLK van waarde. Effectief deelt de 74HC74 dan door 2! Met deze kennis kunnen we nu op gaan tekenen wat er gebeurt, uitgaande van een gestage reeks klokpulsen op de CLK van U2a. Als je het schema erbij pakt, zie je dat na de eerste klokpuls U2aQ 1 wordt, en dat ook U3aQ mee 1 wordt. U3aQ is feitelijk U2aQ gedeeld door 2, en U3bQ is U2a/Q gedeeld door 2. Uiteindelijk maken een viertal 74HC08 poorten de stuursignalen voor de analoge schakelaars uit de flipflop-signalen. Dat zijn de signalen 8, 6, 11 en 3.



In order to understand how it works, you need to know how a D-flipflop operates, because that is what a 74HC74 is, and three of those flip-flops are used to create the base of the switching signals. A D-flipflop has 4 inputs and 2 outputs. The inputs are a Preset, Clear, D and Clock, and the outputs are called Q and /Q. (Litterally: Q and not-Q. If Q is 1, /Q is 0 and vice versa. They are always each others opposite). The Preset allows you to force Q to a logical 1, and Clear forces Q to a logical 0 in a similar way. Their inputs have a circle in the drawing, which means it is an inverting input. To make /PRE work, you have to apply a logical 0, not 1. The same goes for the /CLR input: you have to make it a logical 0 to clear the Q output. Because these inputs are not used in all three 74HC74 blocks, they are all connected to the power supply and hence a logical 1. And that is not drawn in the schematic diagram: the +V is missing on all interconnected inputs.

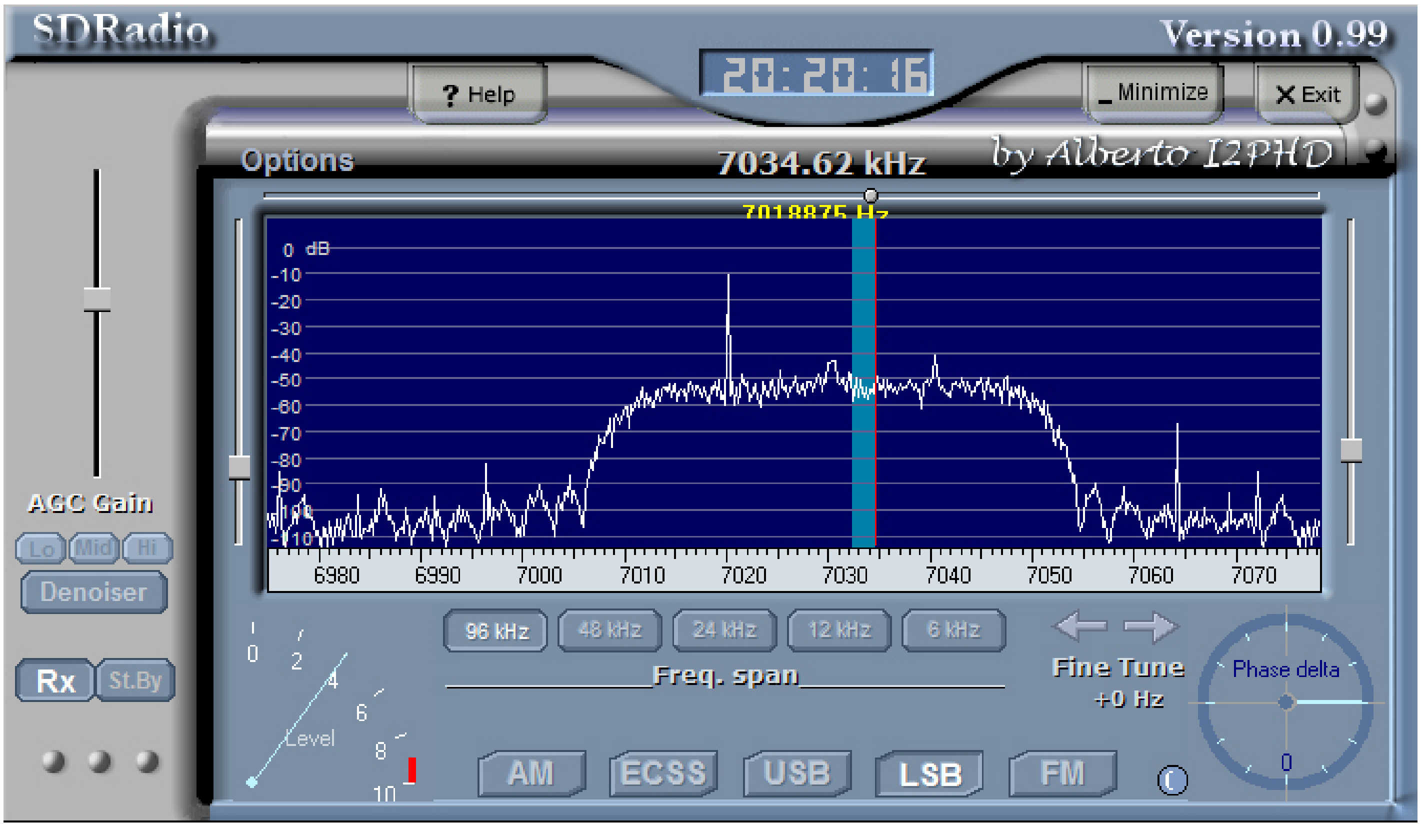
At a 0 to 1 transition at the CLK input, the Q output copies the actual value of the D input and then remains at that value. So if you connect the /Q output of the flip-flop to the D input, then Q toggles at every 0 to 1 transition at the CLK input. Effectively it makes the 74HC74 devide by 2! With this knowledge we can start to draw what happens, based on a steady stream of clock pulses at the CLK input of U2a. If you look at the schematic diagram, you will see that after the first clock pulse U2aQ becomes a 1, and that U3aQ also becomes a 1. In fact, U3aQ is U2aQ devided by 2, and U3bQ is U2a/Q devided by 2. Finally, the driving signals for the analog switches are created from the flip-flop signals by 4 74HC08 ports. Those signals are labeled 8, 6, 11 en 3.

Maar wat is de goede volgorde? Daarvoor kijken we weer in het schema, en gebruiken we de kennis over I en Q signalen die Opa Vonk in de RAZzies van oktober 2017 heeft gepubliceerd. We kijken naar de analoge schakelaars en nemen de eerste als de 0 graden schakelaar. Die schakelt dan de positieve kant van de transformator door naar de onderste Opamp. Die noemen we dan nu even de Q-Opamp. 90 graden later moet dan de tweede schakelaar open en die schakelt naar de bovenste Opamp. Die wordt nu even de I-Opamp. Dan zijn we 180 graden verder, en moet de negatieve kant van de transformator doorgeschakeld worden naar de Q-opamp. Die rol heeft de schakelaar die aangestuurd wordt door pin 3 van de 74HC08. En de 270 graden schakelaar moet de negatieve kant van de transformator doorzetten naar de I-Opamp (door de 270 graden in tegenfase toe te voeren heb je feitelijk weer 90 graden en mag je die bij elkaar optellen) en die schakelaar wordt aangestuurd door pin 6 van de 74HC08. De juiste schakelvolgorde is dus 8-11-3-6. En wat zien we in het schakeldiagram op de vorige bladzijde? 8-11-6-3! De negatieve Q wordt dus bij de I bus opgeteld, en de negatieve I bij de Q bus. Het gevolg is: geen zijbandonderdrukking, en verzwakking van het ingangssignaal door het uit-fase optellen van de I- en Q-signalen. Geen wonder dat het niet werkt. Er is kennelijk nooit iemand geweest die het ontwerp gebouwd heeft, of als dat wel zo is, begrepen heeft waarom het niet werkte. Ik wisselde de uitgangen 3 en 6 van de 74HC08 en toen werkte de SDR ontvanger zoals verwacht. Ik kon het signaal netjes over de hele band laten wandelen.

Dan de praktijk. Ik knoopte mijn Inverted-V eraan en dat drukte meteen weer de Opamp in de voeding door de harde signalen. Uiteindelijk zette ik 5k6 parallel aan de 47k terugkoppel-weerstand om de versterking te reduceren. Mocht er toch nog meer versterking nodig zijn, dan kan ik er altijd nog een tweede Opamp achter zetten. Maar op deze manier werkte het. Ik vond wel dat er veel fluitjes te vinden waren. Spurious van mijn eigen oscillator? Er waren best een aantal CW signalen te horen en daarbij

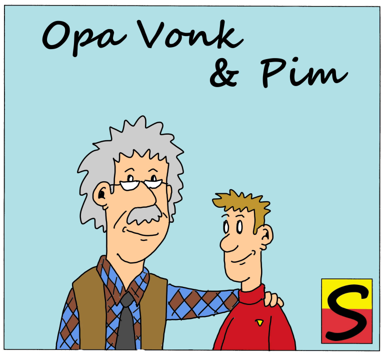
But what is the correct sequence? To find that out, we have a look at the schematic diagram again, and we use the knowledge about I and Q signals that Grandpa Spark published in the October 2017 issue of the RAZzies. We observe the analog switches and presume the first analog switch to be the zero degrees switch. That switch connects the positive output of the transformer to the lower Opamp. Let us call that the Q-Opamp for now. 90 degrees later the second switch has to open and that one connects the positive output of the transformer to the upper Opamp. For now, we call that the I-Opamp. Then we have moved on 180 degrees, and we have to connect the negative side of the transformer to the Q-opamp. That function is provided by the switch that is controlled by pin 3 of the 74HC08. And the 270 degree switch has to connect the negative side of the transformer to the I-Opamp (by applying the 270 degree signal in counterphase you actually have 90 degrees again and you are allowed to add the signals) and that switch is controlled by pin 6 of the 74HC08. So the correct switching sequence is 8-11-3-6. And what do we see in the switching diagram at the previous page? 8-11-6-3! The negative Q signal is applied to the I-Opamp, and the negative I signal to the Q-Opamp. The result is No sideband suppression, and attenuation of the input signal because of out-of-phase adding of the I and Q signals. No wonder it does not work. Obviously nobody ever built the design, and if anyone did, they have not understood why it did not work. I exchanged 3 and 6 of the 74HC08 and then the SDR receiver worked as expected. I was able to tune my signal across the entire band without mirrors.

The final test. I hooked up my Inverted-V antenna and immediately the Opamp clamped against the power supply because of the strong signals. Eventually I put 5k6 parallel to the 47k feedback resistor to reduce the gain. If I need more gain, I always can add a second Opamp. But this way it worked again. In my opinion there were a lot of birdies. Spurious of my own oscillator? There were quite some CW signals on the band and I was able to reduce the



kon ik de bandbreedte zover terugschroeven dat het een mooi neembaar signaal was. Mijn opzet was om een simpel dingetje te maken om in combinatie met mijn laptop te kunnen gebruiken. Gevoed door de USB (ik haal de voeding ook uit de laptop) en alleen een antenne eraan, geen poespas. Dat is redelijk gelukt. De kwaliteit valt me tegen. Veel rommel in het spectrum, gauw overstuurd. Het werkt, en de prijs-kwaliteitsverhouding is verder OK. Het kost bijna niets, en je kunt op de camping nog eens luisteren op 40m zonder een hele transceiver van stal te moeten halen. Wat niet ging, was het ding gebruiken als monitor ontvanger voor mijn eigen CW signaal. Daar had ik stiekem een beetje op gehoopt, zodat ik een simpel zendertje zou kunnen gebruiken in combinatie met de SDR ontvanger. Maar de vertraging is veel te groot. In een poging CQ te geven zakte mijn seinsnelheid tot onder de 5wpm in een poging mezelf bij te houden. Dat gaat niet, maar schijnt inherent te zijn aan SDR. Wil je het zelf proberen: de spoelen in het bandfilter zijn 34 windingen 0,3mm draad op een T50-6 kern. Het is sowieso een leerzaam project, en toch een leuke aanvulling voor als ik weer eens in een hotel zit en heimwee krijg naar mijn sets...

bandwith in such a way that only a clean CW signal was audible. My goal was to make a simple receiver that can be used in combination with my laptop. With the power supply derived from the USB (the USB of the laptop of course) and just an antenna connected, nothing else. Well, that goal has been reached. The quality is not very good. A lot of spikes in the spectrum, and it is not tolerant to strong signals. But it works, and the value-to-money is OK. It almost costs nothing, and you can easily listen on 40m during your stay at the camping without having to carry a complete transceiver. What absolutely failed, was using the receiver as a monitor receiver for my own CW signal. I was hoping that would work, so I would be able to use a simple transmitter in combination with the SDR receiver. But the delay is far too much. In an attempt to transmit CQ, my speed dropped below 5wpm in order to follow my own signal. That does not work, but seems to be a typical SDR problem. If you want to try it yourself anyway: the coils in the bandfilter are 34 turns 0,3mm enamel wire on a T50-6 core. It is a very nice project for learning, and after all a nice add-on to my laptop bag for those evenings in hotels feeling homesick for my rigs...



Opa Vonk keek toe hoe zijn kleinzoon Pim met een antenne analyzer aan het meten was aan een combinatie van een stuk coax, een balun en een eind kippenladder. "Wat probeer je?" vroeg Opa uiteindelijk, nadat hij het toch weer niet kon laten om zich met de experimenten van zijn kleinzoon te bemoeien. "Ik heb een paar dipolen gespannen, en bij deze heb ik er een 1:4 balun tussen gezet. Nu ben ik aan het kijken of de impedantie een beetje klopt aan de coax", antwoordde Pim. Opa trok een wenkbrauw op, en dat was geen goed teken, wist Pim. "Gebruik je 1/2 golf dipolen, of een andere lengte?" begon Opa. "En gebruik je een specifieke lengte kippenladder om de antenne op de coax aan te passen, of zomaar een stuk lengte? Wat is de SWR op je coax als je geen tuner gebruikt? Dat maakt namelijk allemaal uit. Over Baluns heb ik je in augustus 2016 al een hoop verteld, dus dan moet je nog maar eens in de aantekeningen kijken als je daar meer van wil weten. Maar er zijn wel een paar basisprincipes om te weten wat er nou precies gebeurt. En dit zijn die basisprincipes.

1) Baluns zijn ontworpen om bij een specifieke impedantie te werken en over een gegeven frequentiegebied. Gebruik je ze buiten die specificaties dan doen ze nog wel wat, maar waarschijnlijk werken ze niet meer zoals je zou verwachten. De meeste antennes matchen NIET met de impedantie van de balun, en in het bijzonder niet als ze door een stuk kippenladder gevoed worden.

2) Voedingslijnen werken als impedantietransformatoren als ze niet karakteristiek afgesloten worden. Dat geldt voor alle voedingslijnen, dus voor coax maar ook voor kippenladders! Dat wordt meestal aangetoond door een resistieve (weerstand) belasting te gebruikten en kwart golf voedingslijnen: bijvoorbeeld als je een 100Ω belasting aansluit via 1/4 golflengte 50Ω coax dan ziet dat er aan de kant van de set uit als

$$R_o = \frac{50 * 50}{100} = 25\Omega$$

Dat is dus de karakteristieke impedantie van de kwart golflengte kabel in het kwadraat gedeeld door de aangesloten impedantie. Je zie ook dat als de aangesloten impedantie 50Ω is, er geen impedantietransformatie optreedt. Er komt dan immers gewoon weer 50 uit. Gebruik je een halve golflengte coax, dan komt de impedantie weer terug op 100Ω, en zo loopt dat langs de voedingslijn op en af. Tussen deze punten in neemt de impedantie ook tussenliggende waarden aan, tesamen met een reactantie en wel zodanig dat, in dit geval, de SWR gelijk is aan:

$$SWR = \frac{100}{50} = 2:1$$

en dat geldt op elk punt van de coax, zelfs als de impedantie op dat punt verandert.

3) Alle voedingslijnen hebben verlies. Eén van de mogelijke definities van een antenne die "goed werkt" is dat de meeste energie die door de zender opgewekt wordt, uitgestraald wordt door de antenne, en om dat te kunnen doen moeten we de verliezen in de voedingslijn zo klein mogelijk houden. Over het algemeen nemen de verliezen toe als de SWR toeneemt (hoewel er een paar uitzonderingen zijn voor heel korte lengtes.) Er zijn een hoop amateurs die hoge verliezen hebben in de voedingslijn en dat niet merken.

Laten we deze drie basisbegrippen eens bij elkaar vegen en zien of ik je wat voorbeelden kan geven.

a) Een hele golf dipool (2 halve golven in fase) heeft een hoge impedantie in het voedingspunt, laten we zeggen 4000Ω. In de praktijk is dit o.a. afhankelijk van de draaddikte etc. Knopen we nu een halve golflengte kippenladder tussen het voedingspunt en de balun, dan ziet de balun ook 4000Ω. Een 4:1 balun zou daar theoretisch 1000Ω van kunnen maken, maar in de praktijk is dat afhankelijk van de constructie van de balun.

Bind je je RG-58 aan die 1000Ω belasting, dan wordt je SWR 20:1, en als je daar 15 meter van gebruikt in de 20m band dan gaat ongeveer 2/3 van je zendvermogen zitten in het opwarmen van je coax, en de andere 1/3 wordt uitgestraald.

Wil je daar zelf eens aan rekenen, er staat een online verlies-calculator op deze website.

b) Zelfde situatie, met als enige verschil dat we nu 1/4 golflengte kippenladder gebruiken. Nu vindt er een impedantietransformatie plaats en de balun ziet nu

$$Z_B = \frac{450 * 450}{4000} = 50,6\Omega$$

50.6 Ohm! Nou kan je een 1:1 balun kiezen en heb je een heel lage SWR op de coax. En dan gaat er maar 17% van je vermogen in warmte op in de RG-58.

Zie je hoe een kleine verandering in de lengte van de voedingslijn een grote verandering in de efficiency uit kan maken?" vroeg Opa. Pim knikte. "Ik snap nu waarom amateurs soms gewoon een meter of 5 kippenladder extra tussenschakelen als ze de antenne niet afgestemd krijgen", zei Pim. Opa knikte. "Precies om deze reden. Een balun is nog steeds geen wondermiddel. Je kunt beter eerst de impedantie in de buurt brengen met een stuk extra voedingslijn, en daarna pas een balun toepassen. Maar we kijken even verder.

c) Maar wat als we nou eens een halve golf dipool gebruiken in plaats van een hele. Laten we zeggen dat de impedantie dan 50Ω is (dat is afhankelijk van de afstand tot de grond, naast nog een paar andere dingen.) Met een halve golflengte kippenladder zien we bij de balun weer 50Ω, dus kan je het beste weer een 1:1 balun gebruiken en dan heb je weer een lage SWR op de coax. Maar met een kwart golflengte kippenladder zijn we weer terug bij

$$R_B = \frac{450 * 450}{50} = 4050\Omega$$

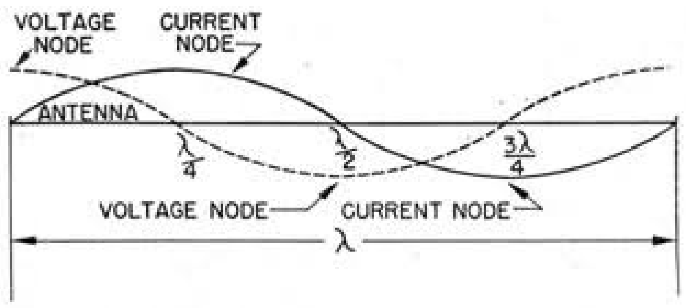
4050Ω aan de balun, en zelfs een 4:1 balun geeft ons dan nog een SWR van 20:1 op de coax, met hoge verliezen.

d) Nou gaan we creatief worden. Als je een antenne kiest met in het voedingspunt een impedantie die je een SWR geeft van 9:1 aan een 450Ω lijn, dan is ergens langs die voedingslijn de impedantie (450 / 9 =) 50Ω. Op dezelfde manier kan je zoeken naar een punt waar de SWR gelijk is aan 2.25:1, en dat zijn de punten waar de impedantie gelijk is aan:
(450 / 2.25 =) 200Ω, waarbij een 4:1 balun je een goede aanpassing zal geven.

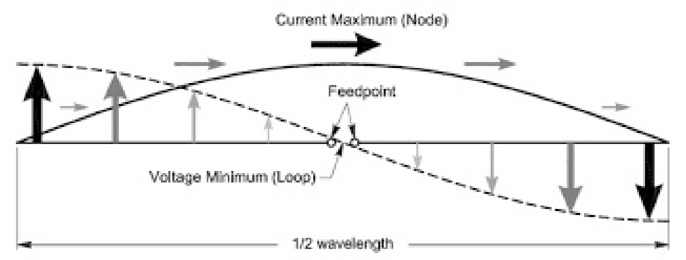
Maar in beide gevallen veroorzaakt het veranderen van de lengte van de antenne óf de voedingslijn een hogere SWR.

e) Wat je ook vaak ziet, is dat er een 80m dipool gebruikt wordt die gevoed wordt met een kippenladder en die dient als een all-band antenne met een tuner in de shack. In dit geval varieert de antenne impedantie over een groot gebied afhankelijk van de gebruikte band, en dat geldt ook voor de lengte van de voedingslijn in golflengten. (De fysieke lengte blijft natuurlijk hetzelfde, maar de elektrische lengte varieert omdat de golflengte verandert met de frequentie.) Dus zit je opgezadeld met een relatief willekeurige impedantie aan de kant van de balun. Je kunt nu kiezen voor een 4:1 of een 1:1 hier - de 4:1 spanningsbalun wordt in de meeste gevallen gebruikt, en hoewel een moderne 1:1 stroombalun vaak een betere keuze is, hangt het verschil af van de actuele impedantie die je moet aanpassen op elke band. En daarmee heb je een relatief willekeurige impedantie bij de coax, die dan op de ene band een hoge SWR voor zijn kiezen krijgt, maar op andere banden weer een heel redelijke SWR heeft. Om de efficiency hoog te houden is mijn advies om de coax zo kort mogelijk te houden. Hoe korter hoe beter. En het beste is, als de mogelijkheid er is, om helemaal tot aan de tuner te gaan met een kippenladder. Alleen hebben veel tuners zelf ook een balun ingebouwd om

van symmetrisch naar asymmetrisch te gaan, dus dat lost je probleem niet op. In een aantal gevallen zal je een paar meter voedingslijn tussen moeten schakelen om een grote SWR binnen bruikbare grenzen te krijgen. Hieronder geef ik je de twee uitersten als voorbeeld.



Om te beginnen een hele golflengte dipool. Je moet je realiseren dat aan het uiteinde van een draad nooit stroom kan lopen. Die kan daar immers nergens heen. Er kan alleen spanning staan. Dat zie je in bovenstaand plaatje. En als er geen stroom kan lopen aan het uiteinde van een draad, dan loopt er een halve golflengte verder dus ook geen stroom. Dat zie je aan de lijn "current node". Er staat wel spanning aan het uiteinde, en een halve golf verder dus ook. En dat is in het voedingspunt. De impedantie is dan heel hoog: er staat immers veel spanning en er loopt geen (nou ja, heel weinig) stroom. Volgens de Wet van Ohm is R = U / I en zonder getallen te weten kan je zien dat als U groot is en I klein, R heel groot wordt. En hoe transformeren we dat?" vroeg Opa aan Pim. "Ik moet nu van hoog naar laag", zei Pim. "Dus een kwart golflengte kippenladder en ik kan over naar een coax via een 1:1 balun", zei hij. Opa knikte bevestigend. "Inderdaad. Het volgende geval. Een halve golflengte dipool. Er geldt nog steeds dat aan het uiteinde geen stroom kan lopen, maar wel



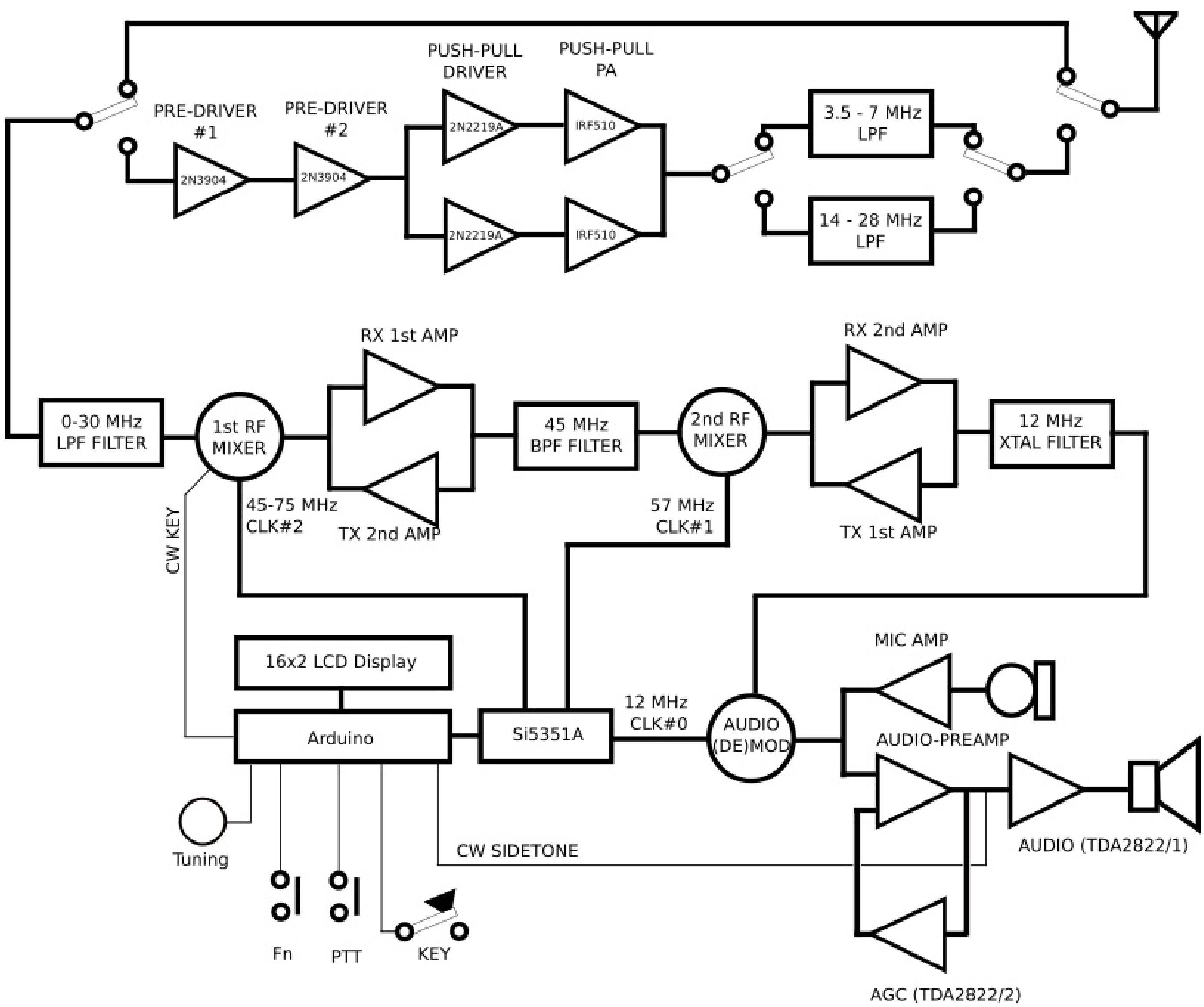
spanning kan staan. Wat je nu ziet, is dat een kwart golflengte vanaf het uiteinde de spanning nul is, en de stroom maximaal. De stroom is tenslotte bij een uiteinde nul, en dus een kwart golflengte verder maximaal. Dat is in het voedingspunt. Weer volgens de Wet van Ohm is de impedantie in het voedingspunt R = U / I. Maar nu is U klein en I groot. Dus is de impedantie heel laag. En nu?" Pim dacht even na en zei:" Nu neem ik een halve golflengte kippenladder. Dan is de impedantie weer laag, en zet ik er een 1:1 balun achter. En dan coax". "Heel goed", zei Opa. "In de praktijk maak ik mijn dipool zo, dat hij op geen enkele golflengte precies een halve of hele golflengte of veelvoud daarvan is. Dan zit ik niet met óf een hele lage, óf een hele hoge impedantie, maar met iets daartussenin, zeg maar een paar honderd ohm. Dat bind ik aan een kippenladder die weer zoveel mogelijk geen kwart golflengte of oneven veelvoud daarvan is op de meeste banden. En daar zet ik een 4:1 balun achter omdat in de meeste gevallen de impedantie relatief hoog zal zijn ten opzichte van 50Ω. En dan ga ik met de coax naar de tuner. Is er dan een band waar ik dan toch nog een spanningsmaximum heb, wat zich uit in een scherpe afstemming van de tuner of zelfs vonkoverslag, dan heb ik een meter of 3,5 kippenladder liggen die ik er met banaan-stekkers tussen kan zetten. En zo zorg ik ervoor dat ik niet teveel verliezen, een goed bruikbare multi-band antenne, en een fatsoenlijke SWR heb", besloot Opa. Pim knikte bewonderend. "Het is me helemaal duidelijk. Ik ga eens rekenen welke combinatie van antennelengte en voedingslijn het meest gunstig is zodat ik geen uitersten in impedantie krijg", zei hij. "Moet je mijn rekenmachine?" vroeg Opa. Pim keek Opa meewaring aan. "Nee dank U wel. Ik zet het wel in een spreadsheet, dan kan ik makkelijker met de parameters en onderlinge verhoudingen schuiven", zei hij. Opa bromde iets over moder-ne jeugd en verdiepte zich weer in de restauratie van een oude buizenradio op zijn werkbank.

De uBITX

Een tijd geleden schreef ik al eens over de Minima, een analoge transceiver die je voor een paar tientjes kon bouwen en die de hele amateurband van 160m-10m bestreek. Het was een ontwerp van BITX vader Ashhar Farhan, en veel amateurs zijn ermee bezig geweest om het ontwerp te verbeteren. Ook uw scribent heeft er veel tijd in gestopt, maar het heeft nooit fatsoenlijk gewerkt. Het grootste probleem zat 'm in de keuze van de middenfrequent: 20MHz. Dat lag veel te dicht tegen 21MHz aan, en ook de 18MHz band had last van de verzwakking van de sperfilters voor 20MHz. Eigenlijk werkte het ding boven de 14MHz niet goed. Het local oscillator signaal dat de primitieve KISS mixer doorliet, was niet uit het uitgangssignaal te krijgen. Uiteindelijk werd het ontwerp gedownsized (goed Nederlands woord, maar goed) naar 160m-20m. En dat is eigenlijk zonde, want dat zou met wat moderne technieken toch wel beter moeten kunnen.

Maar inmiddels is het hele ontwerp op de schop geweest, en dat wil ik jullie toch niet onthouden. Wat zijn nu de specs:

- 10 Watt PEP op de lagere HF banden, zakt naar 5 Watt op 28 MHz
- SSB en CW
- Simpel te bouwen en af te regelen



- Minimale bediening
- Gebaseerd op een Arduino processor en één Si5351 voor alle lokale oscillatoren
- Dubbele conversie, superheterodyne architectuur
- Kan gebouwd worden voor minder dan €50 en een redelijk gevulde junk box

Een van de grootste problemen van een multiband transceiver is de complexiteit. Door hier en daar wat minimale concessies te doen, is er nu een ontwerp uitgerold waarmee je zonder al te veel moeite zo'n multiband transceiver kunt bouwen die zijn mannetje staat voor dagelijks gebruik maar ook in het veld.

De werking

Zie het blokschema op de vorige bladzijde.

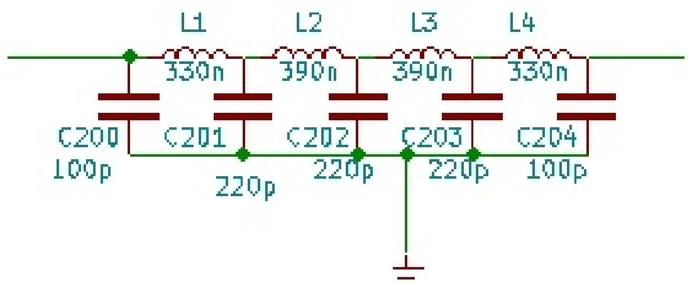
De ouderwetse benadering van een multiband superheterodyne radio is om het hele spectrum waarin je geïnteresseerd bent (0 tot 30MHz) omhoog te mengen naar een veel hogere middenfrequentie die tenminste 1,5 keer de hoogste frequentie is die je wilt gebruiken (en dat is in dit geval 45 MHz). Hoewel er wel SSB filters beschikbaar zijn op 45 MHz, zijn die schreeuwend duur en moeilijk te krijgen. Dus gebruiken we in dit ontwerp een drietraps LC filter op 45 MHz als eerste middenfrequentfilter, zonder afstembare componenten.

Om af te kunnen stemmen van 0 tot 30 MHz moet de eerste oscillator afstemmen van 45 MHz tot 75 MHz. Dientengevolge liggen de middenfrequent spiegelfrequenties tussen 90 MHz en 125 MHz. Die kunnen makkelijk uit de ontvanger gehouden worden door een 4-traps laagdoorlaatfilter in het front-end. Een nog hogere eerste middenfrequentie zou een nog betere spiegelonderdrukking opleveren. Maar de keuze voor 45 MHz zorgt ervoor dat we standaard spoelkernen toe kunnen passen in een drietraps banddoorlaatfilter zonder afstembare componenten, dat makkelijk te maken is met HF bouwtechnieken waar we aan gewend zijn.

De tweede middenfrequentie van 12 MHz biedt de mogelijkheid voor een filter met een heel acceptabele bandbreedte voor SSB. Sommige CW enthousiasten willen waarschijnlijk nog wel een tweede smalband filter voor CW werk. Daarover later meer als de CW mode besproken wordt.

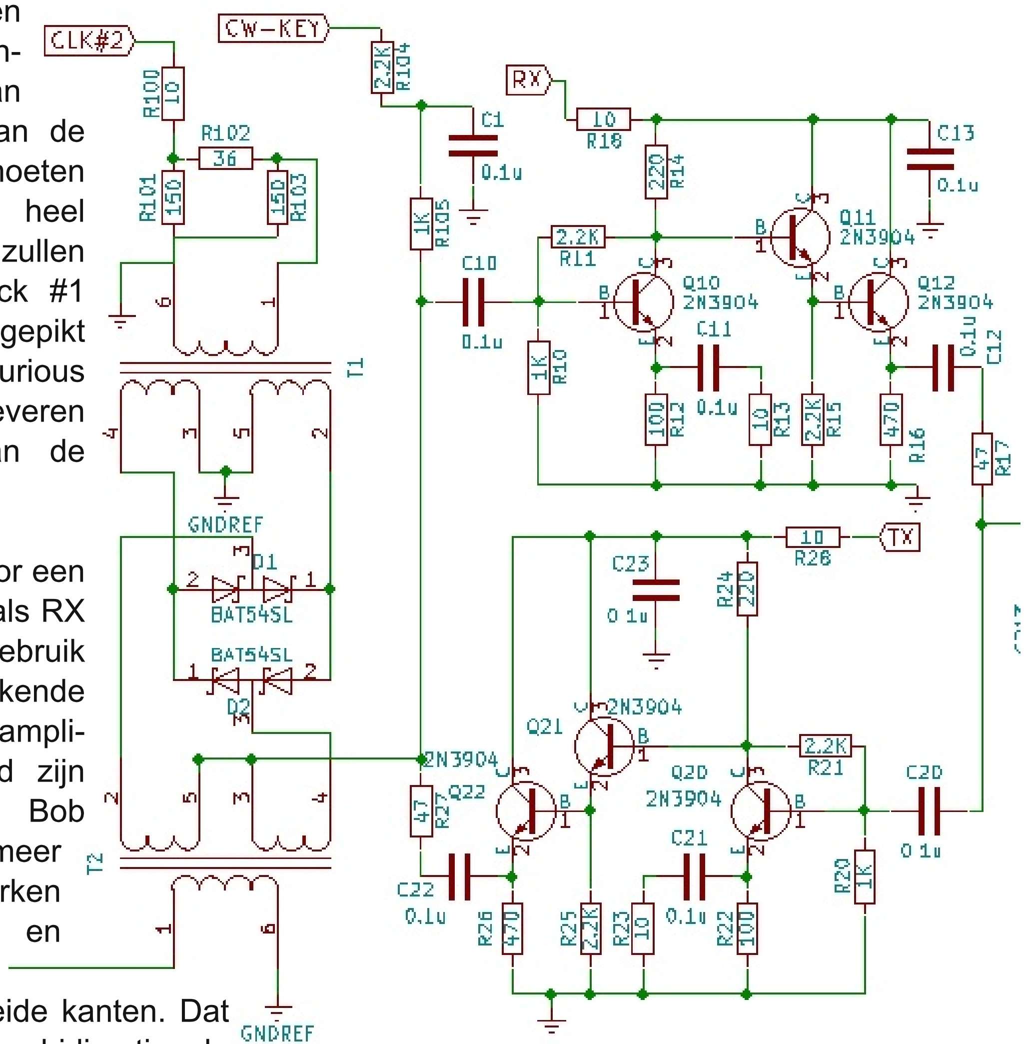
30MHz laagdoorlaatfilter

Vanaf de antenne richting de ontvanger komen we door het 30MHz laagdoorlaatfilter. Dit is een simpel filter met vier secties wat ooit eens uitgebreid beschreven is door Wes Hayward op zijn eigen website. (Het originele artikel had heel bruikbare informatie over het bouwen van filters op printplaten. Helaas is het niet meer beschikbaar). De vier laagdoorlaat filtersecties hebben voldoende demping op 90 MHz en hoger.



De eerste mengtrap

In het ontvanger front-end zit een diode mixer zonder voorversterker. Een voorversterker zou nodig geweest zijn als het front-end banddoorlaatfilters had gehad met meer demping. Het laagdoorlaatfilter heeft een verzwakking van ongeveer 1 dB, waarmee de noodzaak van een voorversterker komt te vervallen. De diode mixer is een standaard dubbelgebalanceerde mixer. Versies die gemaakt zijn met 1N4148 diodes deden het net zo goed als versies die met BAT54S gebouwd werden (een zeer goedkoop maar goed bruikbaar onderdeel dat twee gematchte diodes in één SMD behuizing heeft). De diode mixer heeft een DC voorspanning die verhoogd kan worden om 'm uit balans te trekken waardoor werken in CW mogelijk wordt (later meer hierover)



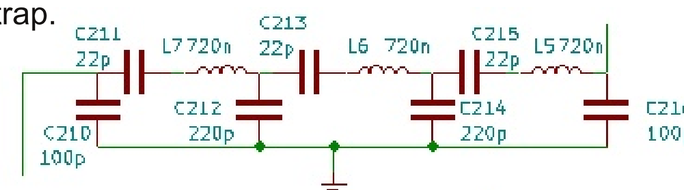
De mixer wordt via een verzwakkerschakeling aangestuurd door clock#2 van de Si5351. De draden van de Si5351 naar deze mixer moeten heel kort zijn. Dat is heel belangrijk. Langere draden zullen er toe leiden dat de clock #1 signalen van de Si5351 opgepikt worden en dat kan spurious (ongewenste) signalen opleveren op 12 MHz afstand van de draaggolf frequentie.

De mixer wordt gevolgd door een versterkertrap (aangeduid als RX AMP 1). Er wordt hier gebruik gemaakt van de uitstekende "termination insensitive amplifiers" (TIA) die ontwikkeld zijn door Wes Hayward en Bob Kopski (Lees daar HIER meer over). Deze versterkers werken zonder transformatoren en ze hebben een uitstekende afsluitweerstand aan beide kanten. Dat is een eerste vereiste voor bidirectionele transceivers zoals deze uBITX. Er worden vier van deze versterkers gebruikt in deze transceiver. Zo'n versterkerblok heeft een versterking van 16 dB en een OIP3 van ongeveer +20 dBm, gemeten binnen de uBITX.

Deze versterker doet drie belangrijke dingen tegelijk: Om te beginnen levert hij de nodige versterking om de verliezen van het hierop volgende 45 MHz banddoorlaatfilter te compenseren, ten tweede levert hij de geschikte breedband afsluitweerstand aan de mixer voor alle HF frequenties, en ten derde zorgt hij voor de gewenste afsluitimpedantie voor het 45 MHz banddoorlaatfilter.

45MHz banddoorlaatfilter

Er wordt gebruik gemaakt van een serie-afgestemd banddoorlaatfilter met drie secties voor 45 MHz. Dit filter is opzettelijk een beetje breed berekend zodat het niet nodig is om het filter af te stemmen. Er zit een bruikbaar stuk doorlaat van 2 MHz in. De keuze voor 45 MHz geeft je de mogelijkheid om de gewone T30-6 kernen te gebruiken. Experimenteel aangelegde bouwers kunnen kiezen voor luchtspoelen in het filter, met voldoende afscherming voor deze trap.

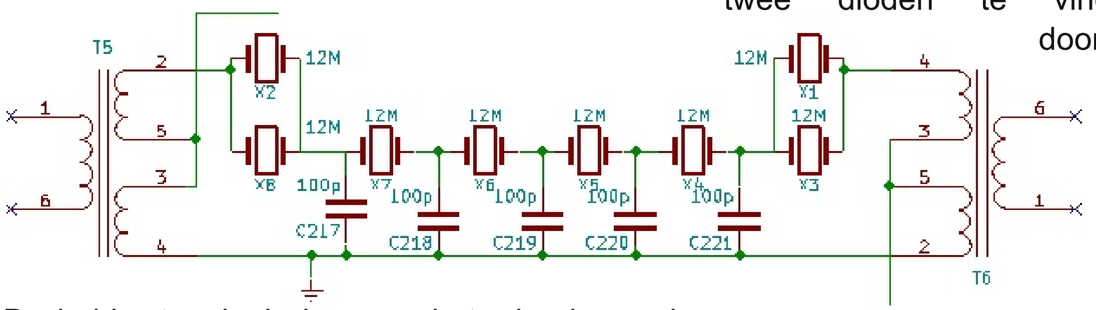


De tweede mengtrap

De tweede HF mixer mengt het 45 MHz MF signaal omlaag naar 12 MHz. Ook hier met een standaard dubbelgebalanceerde diode mixer gevolgd door weer een kloon van de HF versterker zoals deze in het front-end gebruikt

is. De draden van de Si5351 naar de local oscillator moeten kort gehouden worden en zover mogelijk weg gehouden worden van andere bedrading. Dat is belangrijk omdat lek van deze oscillator in het HF gedeelte kan leiden tot de al eerder aangehaalde spurious signalen in het zendsignaal.

12 MHz SSB filter



De ladder topologie is nu verbeterd volgens de improvisatie zoals voorgesteld door G3UUR. Door aan de uiteinden van een standaard ladderfilter volgens de Cohn topologie kristallen parallel te zetten, wordt de doorlaat veel vlakker en ook de verliezen worden minder. Er wordt hier een ladderfilter met zes secties gebruikt omdat we ons hier wat meer verlies kunnen permitteren, vooropgesteld dat we genoeg versterking in de voorgaande trappen hebben. Gewone microprocessor kristallen zijn goedkoop verkrijgbaar en prima geschikt voor dit doel. De lage Q van dit soort kristallen resulteert in hogere verliezen. Die verliezen kunnen we wel hebben door de versterking in de 1e en 2e HF trappen wat groter te maken, maar dat resulteert wel in een iets lagere IIP3 (die is +5 dBm volgens de metingen).

Het 12 MHz filter moet aan beide kanten met 200Ω afgesloten worden. Dat realiseren we door het toepassen van 1:4 transformatoren die de solide 50Ω afsluitweerstand hebben. Zorg dragen voor de juiste afsluiting van je filters is het geheim van een goed klinkende radio.

(De)Modulator

Het signaal na het filter is dusdanig sterk dat er geen noodzaak is voor een MF versterker, dus wordt het signaal direct in een gebalanceerde (de)modulator gestopt die gemaakt is met twee gepaarde dioden. Het is belangrijk om de dioden hier te paren, omdat dezelfde schakeling wordt gebruikt voor het moduleren tijdens het zenden. Anders krijg je de draaggolf niet weg.

Potmeterjes om de balans in de stellen zijn ondingen: je tikt ze makkelijk uit balans en om de instelling goed te krijgen is moeilijker dan twee dioden te vinden met dezelfde doorlaatspanning. Een nog makkelijker optie is om gewoon een strip goedkope BAT54S-en te kopen diie geleverd worden als pre-matched paar voor een paar cent per stuk.

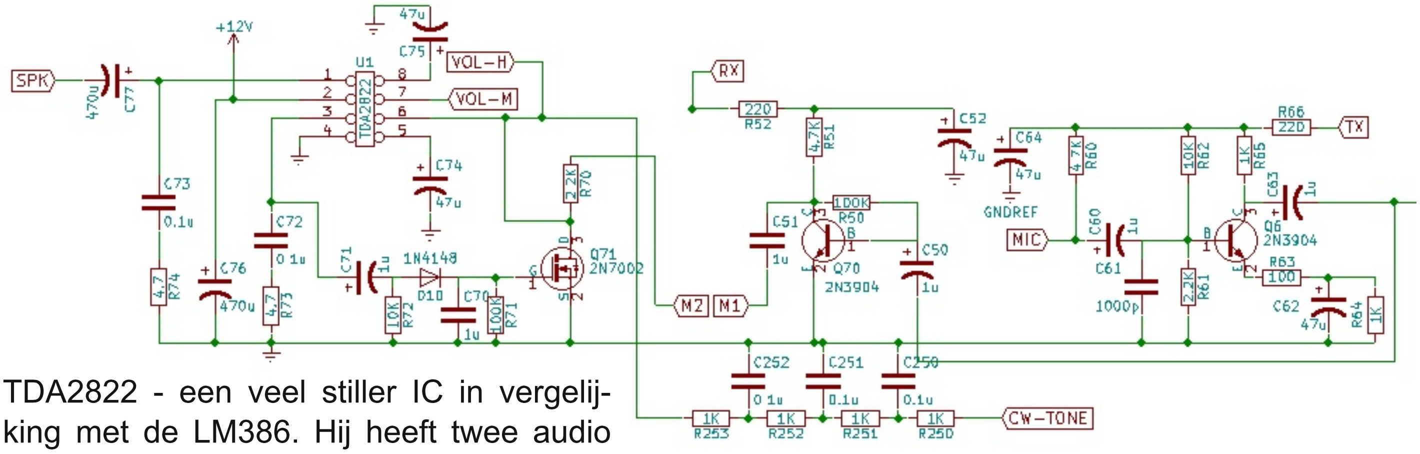
De overblijvende CLK#0 uitgang van de Si5351 wordt gebruikt als BFO. De lage/hoge zijband-instelling wordt gedaan door het BFO signaal te veranderen onder besturing van de Arduino.

Een interessant detail is dat de zijbanden geïnverteerd zijn. Dat wil zeggen dat als de BFO aan de hoge kant van het ladder filter gezet wordt, er een hoge zijband uit komt en omgekeerd. Dat komt omdat de tweede middenfrequent gemaakt wordt door het inkomende signaal van 57 MHz af te trekken. Als het inkomende signaal dan hoger wordt, komt het dichter bij 57 MHz en de 12 MHz MF gaat omlaag in plaats van omhoog. Spendeer een paar minuten met pen en papier om uit te tekenen hoe dit nou precies werkt.

Audio

De audio voorversterker is een kopie van de eenvoudige voorversterker uit de microR1 directe conversie ontvanger. Waarschijnlijk is dit het simpelste blok uit de hele radio, maar hij heeft wel de meeste versterking in de hele ontvangerketen.

De audioversterker gebruikt één sectie van de



TDA2822 - een veel stiller IC in vergelijking met de LM386. Hij heeft twee audio kanalen: het tweede kanaal wordt parallel met het eerste kanaal gebruikt als AGC audio versterker.

AGC

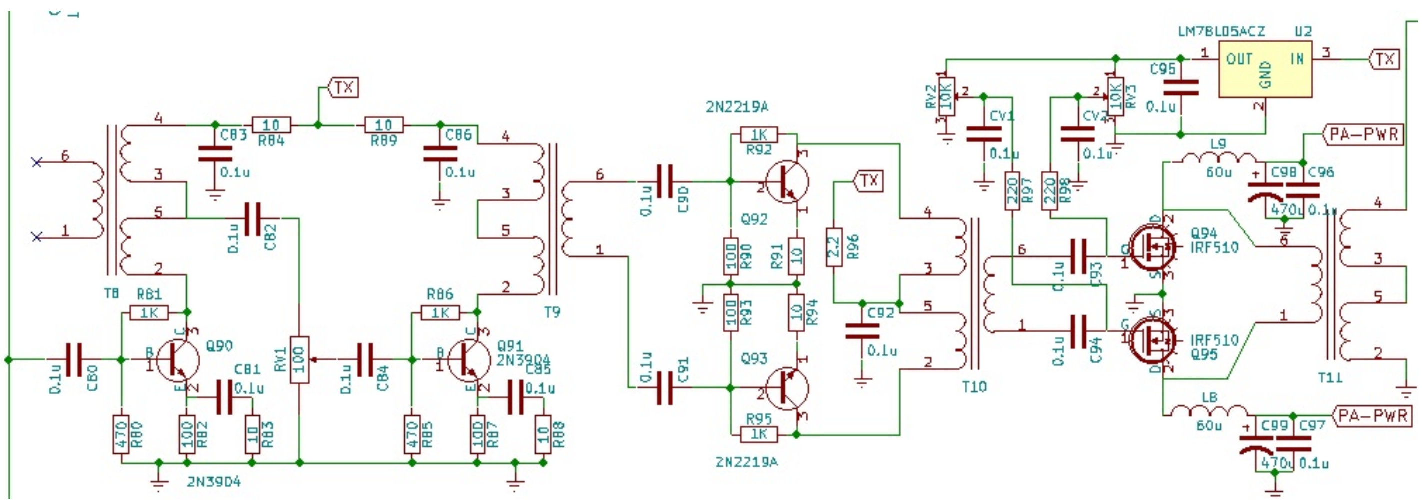
De uBITX heeft een simpele AGC om te voorkomen dat je trommelvliezen tegen het behang spetteren. Ik heb een hekel aan agressieve AGC's en dit simpele systeem voldoet voor mij prima. De AGC werkt door als volumeregelaar op te treden met een 2.2k weerstand in serie met de drain-source 'weerstand' van de 2N7000. Hoe hoger de spanning op de gate van de 2N7000, hoe lager de weerstand tussen de drain en de source en dus hoe lager het volume aan de uitgang.

De TDA2822 audio versterker heeft twee kanalen voor gebruik als stereo uitgang, maar het tweede kanaal wordt gebruikt om het audio te versterken voor de AGC en de AGC detector aan te sturen. De uitgang van de AGC detector wordt teruggevoerd naar de gate van de 2N7000.

Naarmate het audio uitgangsniveau toeneemt, neemt ook de DC aan de uitgang van de AGC detector toe, waardoor de drain-source weerstand van de 2N7000 afneemt, en ook het audio niveau. Neemt het sterke signaal af, dan ontlaat de detector, en valt terug op nul, waardoor de versterking weer toeneemt. De AGC is simpel maar effectief genoeg voor deze toepassing.

CW sidetone

De CW sidetone wordt door de Arduino gegenereerd als blokgolf. Dat signaal gaat door een RC laagdoorlaatfilter en dan naar de audio versterking tijdens perioden van key down (sleutel neer).



De opbouw van de eindtrap

De zender

Het zendersignaal volgt precies dezelfde weg maar dan in omgekeerde richting. De microfoonaansluiting heeft een weerstand om de microfoon van een voorspanning te voorzien voor het geval het een electret type is. Het uitgangssignaal achter het laagdoorlaatfilter bedraagt ongeveer -10dBm. De vermogenstrap heeft twee breedband klasse A versterkers met een 2N3904 die het signaal oppeppen naar een niveau van +13 dBm (20mW).

In de versterkerketen wordt een truc toegepast. Zowel de stuurtrap als de eindtrap staan in push-pull configuratie. Deze push-pull versterkers elimineren de even harmonischen voor het grootste deel. En daarom kan een laagdoorlaatfilter met een zuigkring op 10,5 MHz gebruikt worden voor zowel 3,5 MHz als 7 MHz. Een soortgelijk filter dat afsnijdt op 28 MHz met een zuigkring op 42 MHz kan dan gebruikt worden voor 14 MHz, 21 MHz en 28 MHz. Dan heb je de populairste banden te pakken. Wil je de uBITX ook op andere banden gebruiken om te zenden, dan moet je externe laagdoorlaatfilters toepassen (of erbij bouwen, en aan laten sturen door de software).

Werken met de uBitx

De radio wordt afgestemd met een potmeter. Die geeft een bereik van 50 kHz van het ene eind van de potmeter naar het andere eind. Kom je bij de uiterste ondergrens van het afstembereik, en laat je de knop van de potmeter daar staan, dan begint hij omlaag te lopen in stappen van 1 kHz. Ben je op je gewenste frequentie, dan draai je de knop weer omhoog en kan je verder afstemmen. Op dezelfde manier werkt het als je aan de bovengrens van het afstembereik komt: hij gaat dan stappen omhoog maken van 1 kHz.

Om heel snel bij een verderweg gelegen frequentie te komen, kan je de functieknop ingedrukt houden en dan de afstemknop verdraaien. Die werkt dan als bandschakelaar en bestrijkt het hele 30 MHz bereik in 1 potmeterslag, in stappen van 50 kHz.

De radio schakelt automatisch naar LSB als hij onder 10 MHz afgestemd wordt. Ik herinner me nog van de Minima dat ik dat aan moest passen voor 60m. 60m is 5 MHz en dus onder de 10, maar wél USB.

Om in CW te werken, prik je er gewoon een sleutel in en je kunt gaan seinen. Er is geen mode schakelaar.

Menu's

Door op de functie knop te drukken verschijnt het menu op het scherm. Met de potmeter kan je vervolgens de diverse functies selecteren zoals het schakelen tussen VFO's, de RIT aan/uit zetten, calibreren, etc.

Een aantal menu opties gaan over het instellen van variabelen zoals calibraties etc. In dat geval gebruiken we de PTT knop als bevestiging voor het opslaan van de desbetreffende parameter.

CW Mode

Met het teruglopen van het aantal zonnevlekken ontdekken steeds meer mede-amateurs de geneugten van primitieve CW verbindingen waar een goed gehoor, een bescheiden dipool en 10 Watt nog steeds goede DX verbindingen oplevert. De processor van de uBITX voert de CW-verwerking uit. Een persoonlijke voorkeur om bredere bandbreedte te gebruiken heeft geresulteerd in een enkel filter voor zowel SSB als CW, maar er is geen reden waarom een lijn van Arduino niet kan worden gebruikt om over te schakelen naar een smaller 500 Hz filter voor CW.

Gegeven het feit dat de BFO volledig programmeerbaar is, is er geen noodzaak om ook het CW filter op 12 MHz te maken. 5 MHz bijvoorbeeld kan een meer geschikte frequentie zijn voor een smal CW filter.

CW wordt op de volgende manier opgewekt:

- De tweede oscillator en de BFO worden uitgeschakeld
- De eerste oscillator wordt precies op de zendfrequentie gezet
- Er wordt een DC voorspanning toegevoerd aan de eerste mixer om de balans te verstoren waardoor de eerste oscillator door kan lekken in de vermogensversterker.
- De CW sidetone wordt gegenereerd door de Arduino en geïnjecteerd in de audio versterker

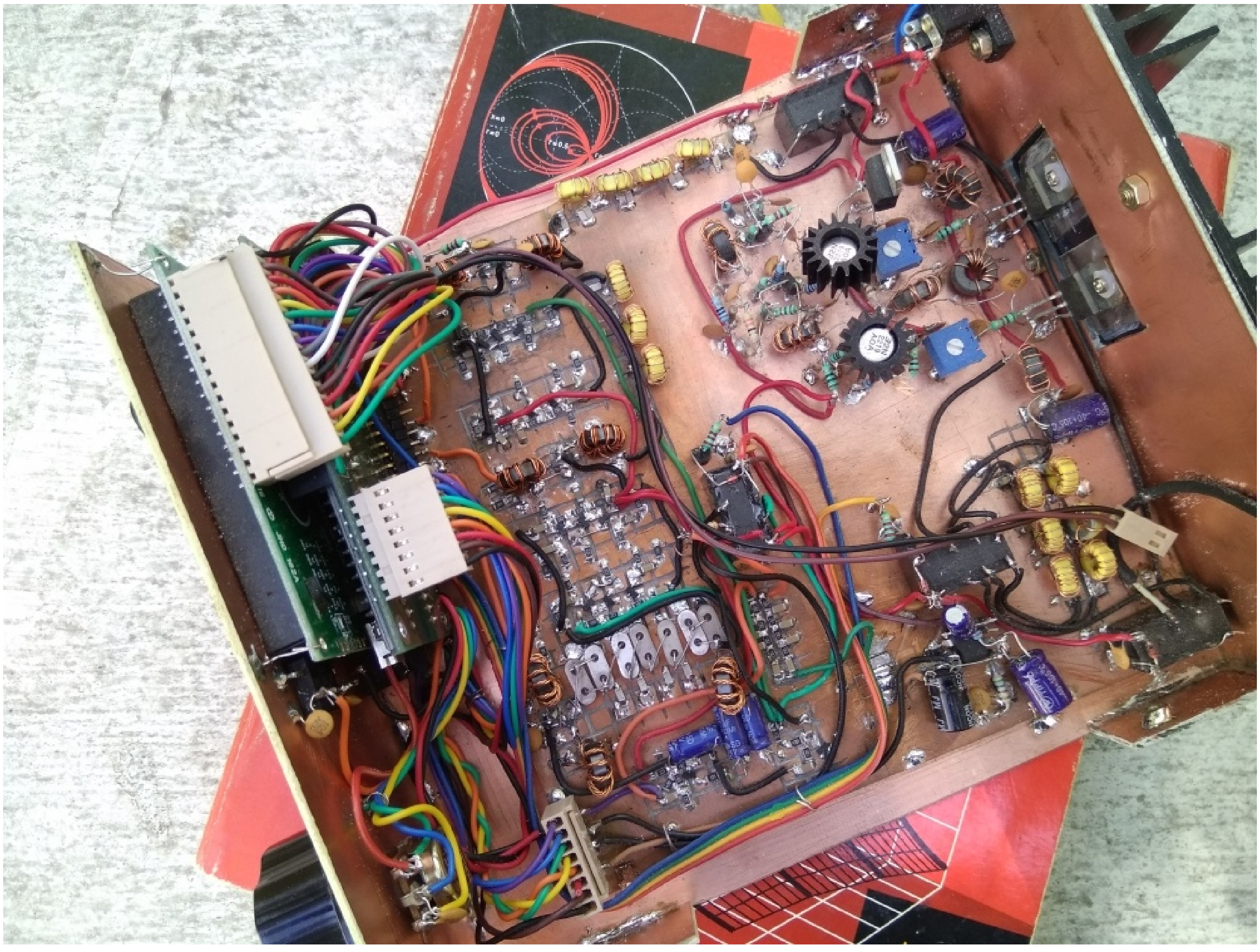
Er zijn twee prototypes van deze radio gebouwd. Beiden hebben precies dezelfde configuratie en ze werkten zonder een enkel probleem.

De hele transceiver op het digitale deel na, inclusief de Arduino, Si5351 en het display werden opgebouwd op een stukje dubbelzijdig printplaat van 15x15cm. Er werden kleine vierkantjes uitgefreest waar de SMD type 1206 componenten op gesoldeerd werden. Op de audio vermogensversterker, de elco's met grote waarde en de eindtrap na is overal gebruik gemaakt van SMD componenten.

Het moederbord heeft een 8 polige connector waarmee de volume, microfoon en luidspreker aansluitingen naar het frontpaneel gebracht worden.

Het digitale bord, ook wel bekend als Raduino, is een algemeen Arduino bord met de Si5351a en het 16x2 LCD display. Deze heeft aan de onderzijde een connector waar de drie klokken uitkomen en nog een paar digitale pennen. Deze connector wordt op het 15x15 bord geprikt met een haakse 16-polige connector.

Een extra 6-polige connector op het Raduino bord brengt nog eens zes analoge lijnen en 5



Volt voeding naar het frontpaneel. Dit wordt aangesloten op de afstempotmeter, functietoets, PTT en de morsesleutel.

Er zijn een paar plekken waar de layout kritisch is:

- Het banddoorlaatfilter en het laagdoorlaatfilter worden haaks op elkaar gemonteerd om onderlinge koppeling te reduceren
- De Si5351a klokken moeten zeer korte draden hebben naar hun respectievelijke mixers en ze moeten zover mogelijk van elkaar en van de voedingslijnen vandaan blijven om lekken van hun HF signalen in het zendersignaal te voorkomen
- Het laagdoorlaatfilter van de zender moet zover mogelijk van de andere laagdoorlaatfilters gemonteerd worden.

Deze eisen zijn minder streng als je fatsoenlijke afscherming gebruikt.

Spoel gegevens

- L5, L6, L7 : 12 windingen op een T30-6
- L1, L4 : 8 windingen op een T30-6
- L2, L3 : 9 windingen op een T30-6
- L10,L14 : 8 windingen op een T30-6
- L12 : 5 windingen op een T30-6, C243 is 100pF
- Alle HF transformatoren zijn 8-10 trifilaire windingen op een FT37-43

Verbeteringen

- **Harmonischen filters**

De uBITX heeft geen harmonischen filters voor 10 MHz en 18 MHz. Dat is ook het geval op sommige andere banden die je misschien interesseren. Om het geheel eenvoudig te houden zijn deze buiten de centrale schakelingen gehouden. Externe laagdoorlaatfilters zijn dan handiger omdat je die ook kunt hergebruiken met andere zenders. Het ontwerpen daarvan wordt beschouwd als "oefening voor de lezer" (Google is je vriend)

- **Omroep filter**

Heb je sterke midden- of langegolf zenders in de buurt van je QTH, dan is het wel zinvol om een hoogdoorlaatfilter toe te passen om die signalen uit je front-end te houden. De literatuur geeft een afsnijfrequentie van 1600kHz, maar aangezien Vahon Hindustani Radio bij ons in de polder op 1566kHz zit, moet óf de afsnijfrequentie meer richting de 1800kHz, óf er moet een extra zuigkring op 1566kHz toegevoegd.

- **Keyer**

De keyer aansluiting is een analoge lijn met een 10k weerstand naar de 5 Volt. Door een 10k en een 4k7 weerstand in serie te zetten met de linker en rechter paddle kan je onderscheid maken tussen punt en streep omdat die dan een andere spanning geven op de analoge ingang. Dan kan je daar makkelijk keyer code voor schrijven ter vervanging van de huidige brakke CW code.

- **Oscillatoren met lagere faseruis**

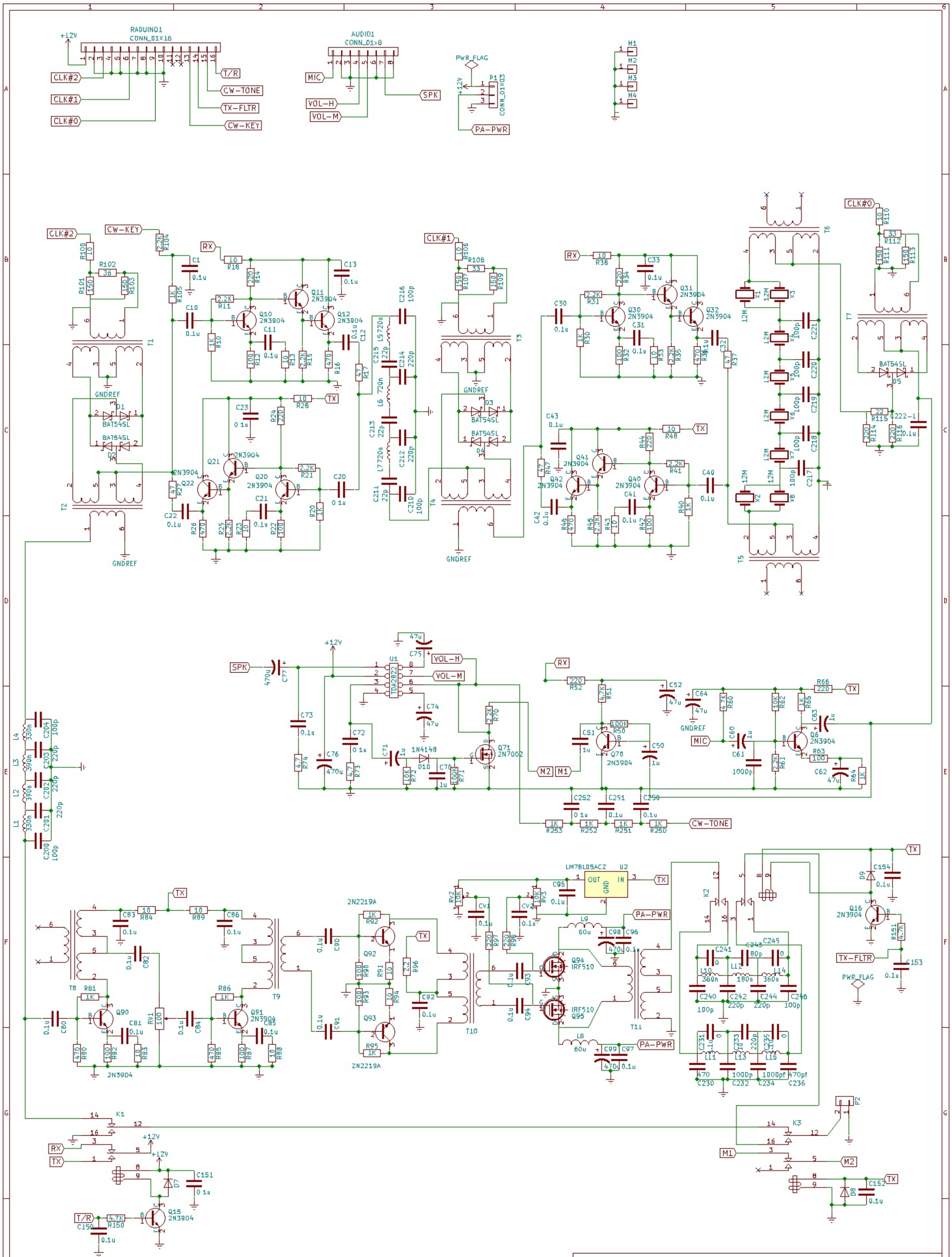
De Si5351 is niet een heel slechte oscillator. Maar je zou de tweede oscillator kunnen vervangen door een derde overtoon oscillator en de BFO's zouden als VXO's uitgevoerd kunnen worden. Dan kan je de Si5351 vervangen door een Si570, een veel stiller component.

- **Beter MF systeem**

Een van de MF afgeleide AGC met voldoende versterking, plus de keuze voor een extra smalband filter kan een hoop verbeteren aan dit radiootje. In dit geval wordt de hybride cascode versterker zoals beschreven door Hayward en Damm ten zeerste aanbevolen.

- **VHF/UHF dekking**

Met de MF van 45 MHz is het mogelijk om banddoorlaatfilters met microstriplijnen te maken voor 144 MHz en 432 MHz frequenties. De klok van de Si5351 gaat niet hoog genoeg om de eerste menging direct op 432 MHz te doen, maar een sub-harmonischen mixer die op slechts de helft van de lokale oscillator frequentie werkt kan dit ontwerp makkelijk geschikt maken voor VHF/UHF werk. MMICs zoals de MAR6 serie en power modules van Mitsubishi kunnen deze radio makkelijk redelijke prestaties laten leveren voor weak signal en satelliet toepassingen.



You may freely reproduce this circuit as long as nothing is changed
and the entire accompanying text is reproduced along with it.
commercial production of this circuit is prohibited without permission

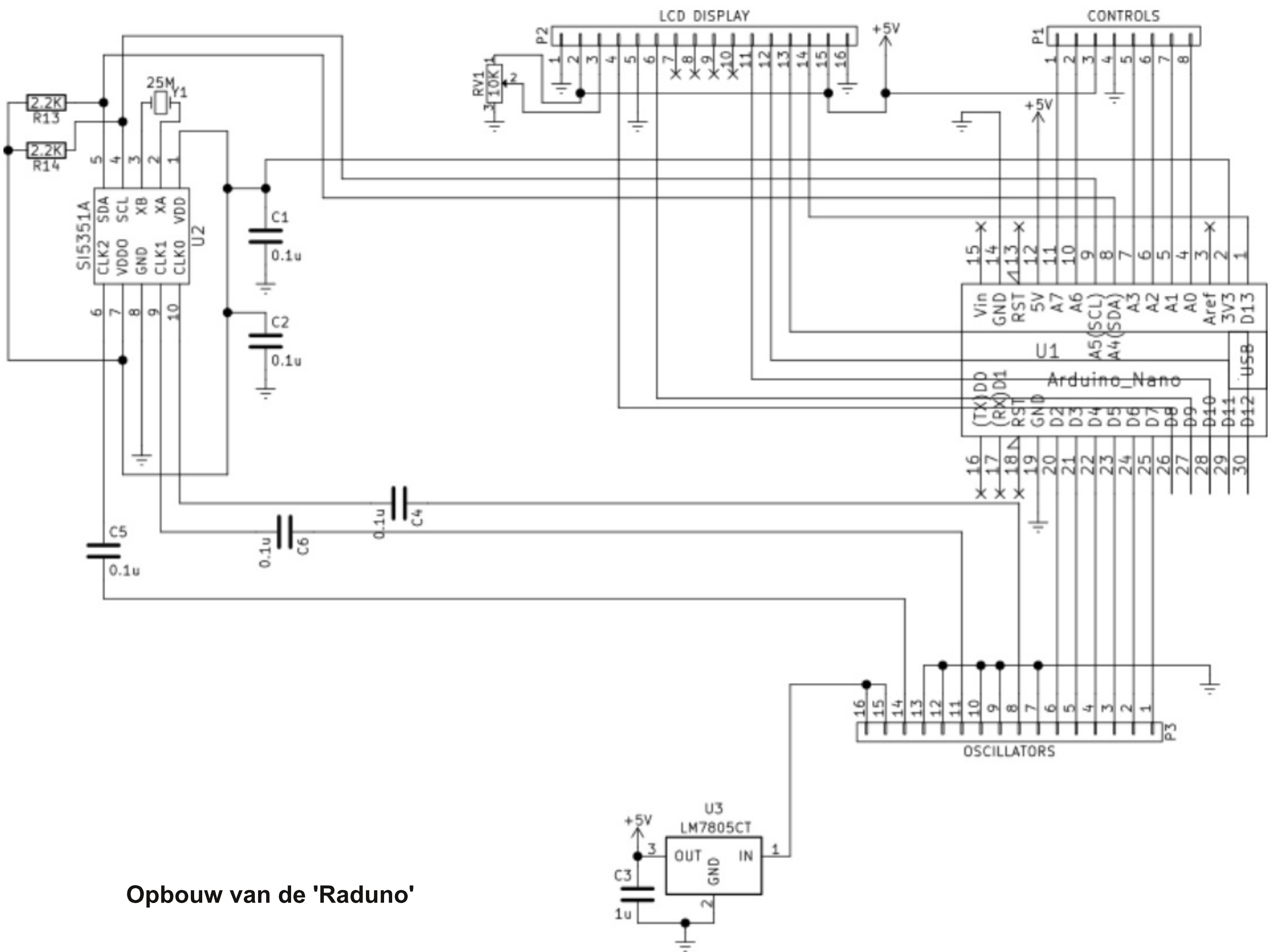
uBITX
(c) Ashhar Farhan, 2017.

Sheet /
File: bitxg.sch

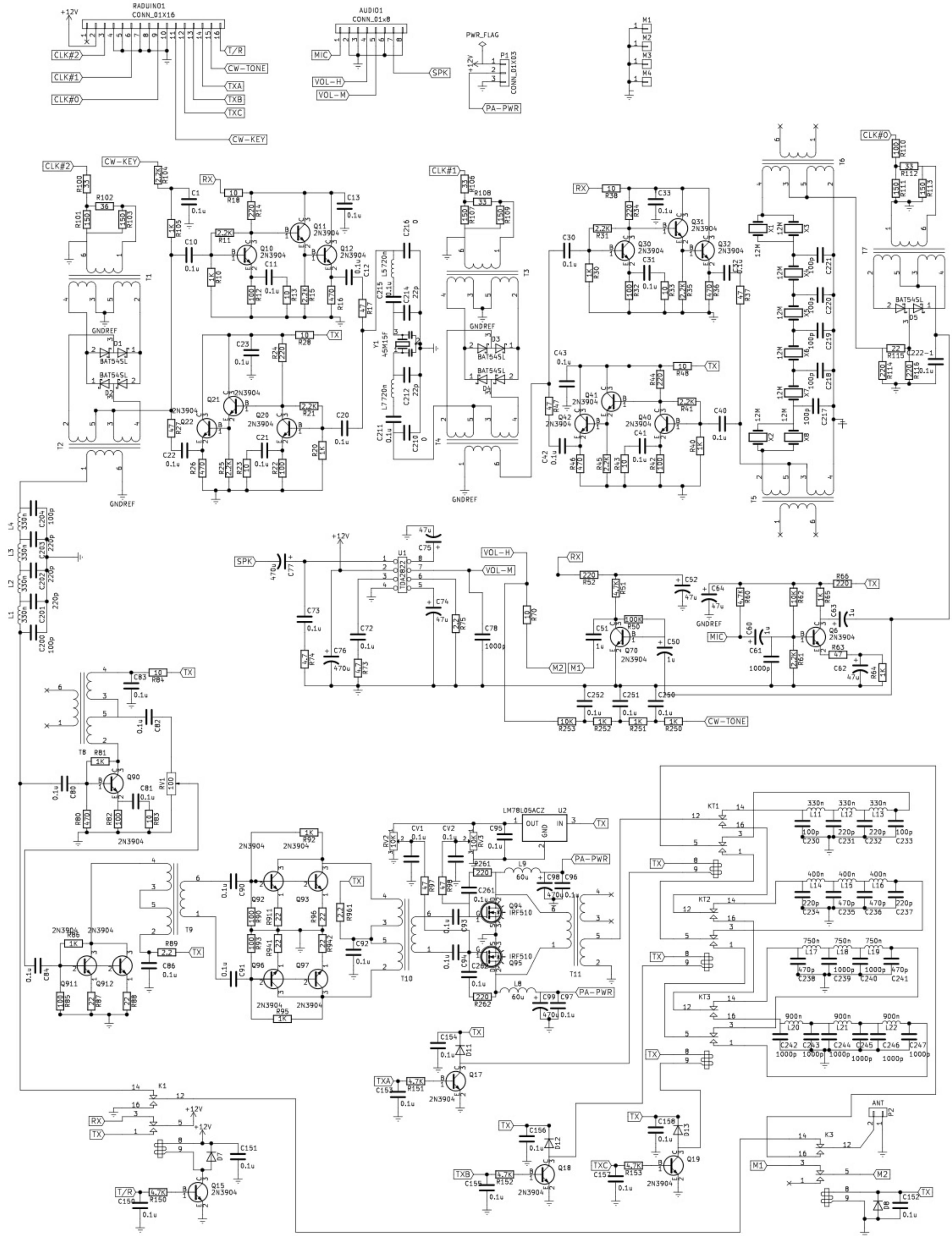
Title:

Size: A3	Date	Rev:
KiCad E.D.A. kicad 4.0.5-e0-6337~49~ubuntu16.04.1		Id: 1/1

Op de vorige bladzijde zie je het eerste ontwerp met de twee bandfilters voor de meest basale uitvoering van de uBitx. Dat daar later alweer een uitbreiding op is gekomen, zie je op de volgende bladzijde. Daar zijn al 4 bandfilters toegepast. Ik zou alleen de manier van schakelen anders doen: we weten van de experimenten met een automatische antenne-tuner dat signaal door veel relais laten lopen aanleiding geeft tot verliezen en misaanpassing. Maar dat is natuurlijk ook precies de bedoeling van een project als dit: je eigen ideeën er in kwijt kunnen. Voor de volledigheid staat hieronder nog het schema van wat de 'Raduino' genoemd wordt: een Arduino gecombineerd met een 16x2 display en een Si5351A als frequentiefabriek. Op internet zijn diverse groepen van amateurs te vinden die met dit project aan de gang zijn gegaan, er printen voor hebben ontworpen en ook weer aan de software knutselen om de functionaliteit van het geheel te verbeteren. De basis van het ontwerp is niet moeilijk te doorgronden: de radio is vrij modulair opgebouwd en elk functieblok is goed te herkennen in het volledige schema. Waar ik wel even naar moest kijken, is de losse aansluitingen van een aantal transformatortjes, zoals bij de in- en uitgangen van het kristalfilter. Maar voor de eenvoud heeft Ashhar voorgeschreven dat alle transformatortjes trifilair gewikkeld moeten worden met 8-10 windingen. Hij gebruikt gewoon het aantal windingen dat voor de plek in de schakeling nodig is, en bij de in- en uitgangen van het bandfilter zijn dat maar twee windingen, omdat op die plek alleen maar een 1:4 impedantie-transformator nodig is, en geen gebalanceerde wikkeling zoals bij de aansturing van de eindtrap. 30 jaar geleden zou het bouwen van een multiband transceiver een gigantische klus geweest zijn, maar met de huidige beschikbare techniek is het voor een beetje handig amateur goed te doen. Ik zou zeggen: probeer het eens.



Opbouw van de 'Raduno'



uBITX
(c) Ashhar Farhan, 2017.



Afdelingsnieuws

Deze maand mogen we weer een nieuw lid welkom heten: Kees PD3DJV. Naast de radiohobby heeft Kees een kajuitzeilboot dus dat is weer een uitbreiding van onze natte brigade, en is hij actief motorrijder. Kees gaat bij ons werken aan het halen van zijn F-licentie.

Naast Kees' voornemen om de F-licentie te halen, hebben we in maart ook twee kandidaten die opgaan voor de N-licentie. Op 28 februari is de laatste training voor deze kandidaten bij onze club, en na 7 maart weten we of we er weer twee amateurs bij hebben. Uiteraard wensen we de kandidaten veel succes!

Als je APRS een beetje volgt in (de omgeving van) Zoetermeer, zie je steeds meer activiteiten. Dat heeft alles te maken met de ontwikkeling van een APRS-tracker. In eerste instantie was het alleen een tracker, maar inmiddels zit er een complete VHF-transceiver functionaliteit in, en de ontwikkelingen staan niet stil. Wil je daar meer van weten, loop dan eens langs op een van onze afdelingsbijeenkomsten.

Afdelingsbijeenkomsten

In maart vallen de afdelingsbijeenkomsten op dezelfde data als in februari, omdat het geen schrikkeljaar is en februari dus weer 28 dagen heeft. En ook in maart konden de bijeenkomsten niet later vallen dan nu het geval is: de eerste bijeenkomst is op woensdag 14 maart en de tweede op woensdag 28 maart. Op 14 maart is de QSL-manager aanwezig voor het uitwisselen van de QSL-kaarten. Het clubhuis van de Minigolf Zoetermeer is vanaf 20:00 open voor alle geïnteresseerden in onze mooie hobby (je hoeft dus niet persé lid te zijn). Vaak zijn er bouwsels in diverse stadia van ontwikkeling te zien en je kunt altijd terecht met je vragen of problemen. Kom dus gerust eens langs, je bent van harte welkom.